NUMERO

4

LIRE 500

HEATHKIT® 1966

IN - 21

IN - 11

IN - 12

IN - 22

SCATOLA DI CAPACITA' A TRE DECADI

Ideale per i casi in cui occorra una particolare precisione, come ad esempio le prove mediante sostituzione, gli interventi sui circuiti sintonizzati, sui circuiti a ponte, sui circuiti di filtro, ecc. Il dispositivo permette di disporre, mediante selezione a commutatori, di valori capacitivi compresi tra 100 pF e 0,111 μF, in scatti di 100 pF ciascuno, tutti con precisione all'1%. Impiega condensatori di precisione a mica, aventi una tensione nominale continua di lavoro pari a 350 volt, e 500 volt intermittente. I commutatori sono del tipo in ceramica. Misura cm 18 di larghezza, 10 di altezza e 12,5 di profondità.
Mod. IN-21, peso 1,35 kg.

SCATOLA DI RESISTENZE A SEI DECADI

Apparecchio di particolare valore per le applicazioni di laboratorio come moltiplicatore, come « shunt », come resistenze in sostituzione, o come braccio di ponte per C.C. o per C.A. Si presta all'impiego unitamente alla scatola di condensatori IN-21, nelle applicazioni in cui occorra disporre di una gamma assai ampia di valori, per creare provvisoriamente filtri del tipo RC. La scatola fornisce qualsiasi valore di resistenza compreso tra 1 e 999.999 ohm. E' possibile aggiungere o sottrarre un ohm nei circuiti critici con una precisione compresa tra lo 0.5 e l'1%. Il pannello è inclinato per comodità di impiego. Misura cm 18 di larghezza, 12,7 di altezza e 17 di profondità.
Mod. IN-11, peso 1,35 kg.

SCATOLA DI SOSTITUZIONE DI RESISTENZE

Ideale per l'impiego nei laboratori di riparazione, comoda ed economica. Questo apparecchio permette la scelta mediante commutatori di uno qualsiasi dei 36 valori standardizzati E.I.A., con precisione del 10%, compresi tra 15 ohm e 10 Megaohm. Un interruttore a levetta permette di passare dalla gamma alta alla gamma bassa. Si presta particolarmente per la determinazione sperimentale dei valori resistivi più adatti. Racchiuso in un elegante involucro di bachelite che misura cm 14,5 di lunghezza, 7,7 di larghezza e 7,5 di altezza.
Mod. IN-12, peso 0,45 kg.

SCATOLA DI SOSTITUZIONE DI CONDENSATORI

Questo apparecchio è particolarmente utile per le prove di sostituzione, nei casi in cui si sospetta che un condensatore sia difettoso .Il commutatore permette di scegliere uno qualsiasi dei 18 valori standardizzati E.I.A., compresi tra 0,0001 e 0,22 μF. Tutti i condensatori sono adatti ad una tensione di lavoro di 600 volt, ad eccezione dei 3 più piccoli adatti ad una tensione di 500 volt, e dei 2 più grandi adatti ad una tensione di 400 volt. Munito di cavetti della lunghezza di 46 cm. L'involucro misura cm 14,5 di lunghezza, 7,7 di larghezza e 7,5 di altezza.
Mod. IN-22, peso 0,450 kg.

Organizzazione commerciale di vendita esclusiva:

LARIR International s.p.a.

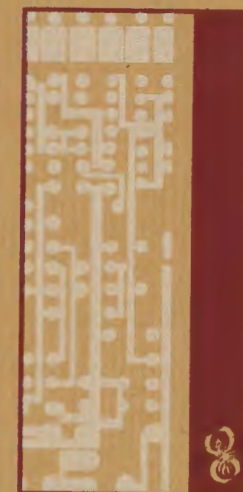
VIALE PREMUDA N. 38/A - **MILANO** - TELEFONI N. 79 57 62 - 79 57 63 - 78 07 30

Agenti esclusivi di vendita per

LAZIO - UMBRIA - ABRUZZI: Soc. **FILC RADIO** — ROMA — Piazza Dante, 10 — Tel. 73.67.71
EMILIA - MARCHE: Ditta **A. ZANIBONI** — BOLOGNA — Via S. Carlo, 7 — Tel. 22.58.58
TOSCANA: **G. A. P. s.a.s.** — LIVORNO — Via Cogorano, 10/12 — Tel. 34.492
CAMPANIA - BASILICATA: Ditta **D. MARINI** — Napoli — Via Duomo, 254 — Tel. 32.07.73
SICILIA: **BARBERI SALVATORE** — CATANIA — Via della Loggetta, 10 — Tel. 27.85.71
TRIESTE — GORIZIA — UDINE: **RADIO TREVISAN** — TRIESTE — Via S. Nicolò, 21

CENTRO COMMERCIALE AMERICANO

UNITED STATES TRADE CENTER

MILANO - VIA GATTAMELATA, 5

L'ingresso alle mostre ed alle manifestazioni è libero

4

dott. ing. Alessandro Banfi

La Radio-TV nelle recenti esposizioni commerciali

Dunque, quest'anno non vi sarà la consueta Mostra nazionale della Radio-TV del mese di settembre a Milano.

Ciò ha reso più interessante e più impegnativo il corrispondente settore presso la Fiera di Milano, che si svolge quest'anno dal 14 al 25 aprile, particolarmente sotto il profilo della internazionalità degli espositori.

Occorre peraltro ricordare che in campo elettronico, la manifestazione fieristica milanese è stata preceduta dal Salone Internazionale della Radio e TV svoltosi a Parigi nell'ottobre 1965, dal Salone Internazionale dei Componenti Elettronici e dell'Elettroacustica, svoltosi pure a Parigi nel febbraio scorso, e dal Festival del Suono Stereofonico, svoltosi ancora a Parigi nel marzo scorso; si tiene inoltre contemporaneamente alla Fiera di Milano, l'Audio Festival Internazionale di Londra.

Da tutte queste importanti manifestazioni internazionali si trae la conferma dell'eccezionale vitalità del settore elettronico, ma in modo particolare vengono messi in evidenza l'importanza e l'interesse tuttora altissimo della radiofonia e dell'elettroacustica, nonostante l'evidente invadenza della televisione.

L'anno 1966 ha anzi segnato una ripresa sensibilissima della radiofonia e fonografia stereo ad alta qualità, chiaro indizio di una felice evoluzione dei gusti del pubblico verso espressioni musicali di maggior valore artistico e culturale.

Per quanto riguarda la radio, due sono i fattori di particolare interesse che, pur non essendo assolutamente nuovi, hanno maggiormente attratto l'interesse del pubblico: la radiostereofonia e la filodiffusione.

Come è noto la radiostereofonia, che viene trasmessa in modulazione di frequenza, e che sta raccogliendo larghi consensi di radioascoltatori in Germania, in Francia ed in Inghilterra, si avvale di uno speciale sistema di trasmissione denominato « multiplex F.C.C. » a frequenza pilota, consentendo una ricezione « compatibile » anche ai normali ricevitori M.F.

Ovviamente le ricezioni radiostereo richiedono una apparecchiatura più complessa di quella richiesta dalle normali ricezioni M. F. monofoniche, con un corrispondente maggior costo d'acquisto. Costo che si presenta ancora maggiorato a causa della miglior qualità acustica pretesa dai ricevitori radiostereo destinati ad un ascolto altamente musicale.

E questa è stata sinora la più grave difficoltà per la diffusione popolare della radiostereofonia.

Ma molti costruttori, resisi conto di tale situazione, sono riusciti a produrre dei complessi radiostereo di ottima qualità musicale, contenendo i prezzi entro limiti molto modesti e facilmente accessibili da un largo strato di amatori della buona musica. Infatti alle recenti Mostre internazionali già citate si sono visti eccellenti complessi stereofonici a prezzi compresi fra le 60 mila e le 100 mila lire, dell'ordine comunque di un televisore di medio calibro.

E poichè si è detto che la RAI trasmette dei programmi stereo anche sulle varie reti telefoniche italiane di filodiffusione, è sottinteso che i complessi stereofonici ora citati possono essere utilizzati anche per queste trasmissioni, all'uscita dei necessari adattatori-rivelatori, inseriti nei canali 5 e 6 della filodiffusione.

(il testo segue a pag. 189)

Luigi Cesone

Collegamento di antenne simmetriche a discese asimmetriche L'adattamento in gamma*

Nel corso di questo studio, l'autore prende in esame il problema relativo al collegamento di un'antenna con terminazione simmetrica ad un cavo coassiale, e dimostra che per ottenere dei buoni risultati e ridurre al minimo l'interferenza dei segnali parassiti non basta che vi sia adattamento di impedenza fra sistema radiante e linea di alimentazione, ma occorre che vengano rigorosamente rispettate delle condizioni di simmetria e di collegamento della massa al punto neutro del sistema; rispettando infatti le suddette condizioni, si ottiene un netto miglioramento del rapporto segnale-disturbo ed un conseguente incremento nella ricezione di segnali deboli provenienti da emittenti lontane.

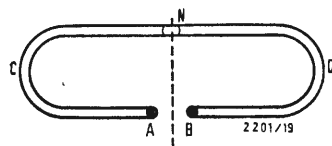



Fig. 1 - Un'antenna a dipolo rovesciato costituisce un sistema di tipo simmetrico; il punto N è un punto neutro sul piano equipotenziale.

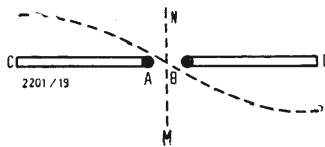



Fig. 2 - Un'antenna a semionda costituita da due semi-dipoli rappresenta anch'essa un sistema simmetrico; in questo caso il piano equipotenziale MN passa in corrispondenza del centro dell'antenna stessa.

1. - IL COLLEGAMENTO TELEVISORE-CAVO

Praticamente quasi tutti gli apparecchi televisivi del commercio sono dotati di un ingresso di antenna di tipo asimmetrico, vale a dire costituito da una boccola di massa che realizza il « punto freddo » della connessione e da una boccola di ingresso vera e propria che ne realizza il « punto caldo ». Per trasferire ed applicare a queste boccole il segnale captato dall'antenna si utilizza, oggi quasi generalmente, un cavetto coassiale, e cioè un cavo di natura particolare costituito da uno schermo cilindrico posto a massa che avvolge un secondo conduttore « attivo » situato nel centro ed isolato tramite apposito dielettrico, donde appunto il nome di struttura coassiale; il cavo coassiale è evidentemente un conduttore di tipo asimmetrico, e quindi di natura elettrica analoga alle caratteristiche di ingresso del ricevitore.

Il cavo utilizzato per lo scopo suddetto presenta, nella quasi generalità dei casi, un'impedenza caratteristica di 75 Ω, ed è noto che se detto conduttore viene « chiuso » su un carico che offra un'impedenza del medesimo valore, tutta l'energia applicata dall'antenna al cavo viene trasferita, attraverso quest'ultimo, al dispositivo di utilizzazione.

A questo punto, se osserviamo che quasi tutti i televisori presentano ai morsetti d'antenna un'impedenza pari a 75 Ω, è facile rendersi conto che in tal caso sussiste una situazione di perfetto « adattamento » fra cavo coassiale ed apparecchio televisivo, altrettanto ottimo sia dal punto di vista dell'eguaglianza delle impedenze, sia da quello delle simmetrie dei circuiti. Ci si trova, dunque, nelle migliori condizioni di trasferimento del segnale.

2. - IL COLLEGAMENTO ANTENNA-CAVO

Se ora trasferiamo il nostro interesse sul problema di collegamento del cavo all'antenna, constateremo che, nella maggior parte dei casi, l'adattamento di impedenza è assai meno perfetto.

Infatti, ai fini di un risultato eccellente, occorre che l'antenna — vista dal lato di collegamento — presenti una impedenza di circa 75 Ω, ma occorre anche che essa sia di tipo asimmetrico, o, nel caso essa non lo sia, che si introduca fra questa ed il cavo un trasformatore ad ingresso simmetrico ed uscita asimmetrica. Cosa succede invece nella pratica corrente? La maggior parte delle antenne impiegate sono di tipo simmetrico, sono cioè costituite da un semplice dipolo in semionda la cui impedenza teorica è di 72 Ω (a patto che il conduttore che costituisce l'an-

(*) Rielaborato da *Television*, giugno 1965, pag. 135.

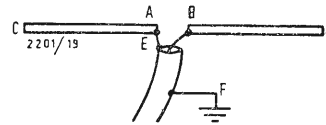



Fig. 3 - È illustrato schematicamente il collegamento non corretto di un cavetto coassiale ad un'antenna di tipo simmetrico.

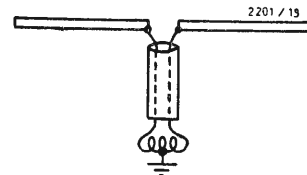



Fig. 4 - Collegamento corretto di un dipolo in semionda ad un cavo bifilare schermato con terminazione su una bobina di accoppiamento dotata di punto intermedio collegato a massa.

Fig. 5 - Realizzazione di un collegamento simmetrico mediante l'impiego di due singoli cavi coassiali.

tenna sia infinitamente finito), ma che scende in pratica sui 60, 65 Ω, oppure sono costituite da un'antenna detta a dipolo ripiegato, costituita da elementi direttori e da un elemento riflettore opportunamente distribuiti onde ottenere una impedenza caratteristica di 75 Ω. Possiamo quindi concludere che, dal punto di vista delle impedenze non esiste alcuna grave anomalia; d'altra parte, per quanto concerne, invece, la simmetria, è assolutamente anormale collegare un'antenna di tipo simmetrico ad un cavo che è invece asimmetrico.

Così facendo si distrugge infatti la simmetria elettrica dell'antenna con la conseguenza di captare un campo elettromagnetico di inferiore intensità ed una maggior entità di fenomeni parassiti, come appunto dimostreremo nel seguito.

Consideriamo un'antenna del tipo a dipolo ripiegato (fig. 1) oppure un semplice dipolo in semionda; i due punti di utilizzazione sono quelli individuati dalle lettere A e B; fra di essi passa il piano equipotenziale che resta costantemente al potenziale O, mentre i punti individuati dalle lettere C e D sono dei punti « caldi » in corrispondenza dei quali si manifestano dei ventri di tensione. Se si desidera rispettare la simmetria elettrica del sistema, bisogna collegare ai punti A e B una linea bifilare la quale, per costruzione, è di natura simmetrica.

3. - ANALISI DEL COLLEGAMENTO ANORMALE

Supponiamo ora di effettuare il collegamento rappresentato in fig. 3. Si noti che collegando il conduttore centrale del cavetto all'elemento BD non si perturba teoricamente l'antenna, mentre collegando all'elemento AC la gauina del cavetto la quale è collegata alla massa, si riporta a massa un elemento attivo, il che significa in altre parole che si distrugge la simmetria e si perturba il funzionamento dell'antenna; poichè infatti l'elemento AC e, in particolare, il punto A risultano collegati alla terra, l'antenna è disaccordata.

Dopo quanto abbiamo affermato è logico domandarsi perchè la maggior parte delle installazioni siano invece effettuate secondo il detto procedimento. La risposta è duplice: anzitutto, nella maggior parte degli impianti di ricezione, il campo è sufficientemente intenso onde consentire l'ottenimento all'ingresso del ricevitore di una differenza di potenziale capace di fornire una immagine di buona qualità. D'altra parte, i cavi coassiali utilizzati presentano una lunghezza che può corrispondere a 10 o 20 volte o più la lunghezza d'onda, e, conseguentemente a ciò, anche se la base del cavo è collegata al telaio od alla massa, è abbastanza logico presupporre che la lunghezza del cavo sia sufficiente onde evitare che l'elemento AC risulti veramente collegato a « massa ».

Se si esamina più dappresso questo circuito, si può constatare che il suo funzionamento è abbastanza buono e, per verificare questa affermazione, è possibile considerare un'antenna per trasmissione del tipo in semionda, alimentata come indicato nello schizzo schematico di cui in fig. 3. Se si misura, sotto tali condizioni, il tasso di onde stazionarie, si trova che esso è compreso fra 1,2 e 1,5 circa, il che corrisponde ad una perdita di potenza compresa fra l'1 ed il 4%; infatti, chiamando k il tasso di onde stazionarie, il valore della potenza riflessa si ricava mediante la seguente relazione:

$$W_{riflessa} = \left(\frac{k-1}{k+1}\right)^2$$

per cui, nel caso particolare in esame, si ottiene una perdita di potenza compresa fra

$$\left(\frac{1,2-1}{1,2+1}\right)^2 = 0,008$$

e

$$\left(\frac{1,5-1}{1,5+1}\right)^2 = 0,04$$

vale a dire, in percentuale, fra l'1% ed il 4%.

Se si esamina il diagramma di radiazione in un piano perpendicolare all'asse del dipolo in semionda, in luogo di un cerchio perfetto, si riscontra un cerchio leggermente deformato.

4. - EFFETTO DEI SEGNALI PARASSITI

Se è vero che dal punto di vista dell'adattamento e della radiazione, il circuito della fig. 3 non è catastrofico, è altrettanto vero che dal punto di vista del rapporto segnale/disturbo e della protezione contro i segnali parassiti la situazione è meno favorevole. Infatti, la guaina esterna del cavetto coassiale è sottoposta al campo dei segnali parassiti per cui su di essa si manifesta un fenomeno detto « effetto d'antenna », consistente nella raccolta di segnali parassiti da parte della superficie esterna conduttrice del coassiale, lungo il tratto FE; in corrispondenza del punto E, questi segnali parassiti sono trasmessi all'elemento radiante AC e, poichè questo elemento non è indipendente ma accoppiato all'elemento BD onde consentire il fenomeno di radiazione del dipolo, i parassiti presenti nel punto B passano nel conduttore centrale e, da questo, nel ricevitore. Conseguentemente a ciò, si riceverà una entità di segnali parassiti di ampiezza non trascurabile. Se poi l'antenna è del tipo a

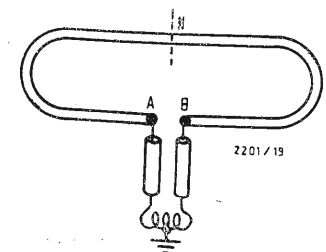



Fig. 6 - Dispositivo di trasformazione di un circuito simmetrico in asimmetrico; si noti che le guaine schermanti esterne dei cavetti non devono essere in contatto in corrispondenza dei punti E ed F.

dipolo ripiegato (fig. 1), il trasferimento dei segnali parassiti è ancora più facile.

Desiderando eseguire un collegamento perfetto, bisognerebbe operare come mostrato in fig. 4, ove è appunto illustrato l'impiego di una linea bifilare perfettamente simmetrica circondata da uno schermo cilindrico. Le tensioni parassite che potrebbero essere indotte dai segnali parassiti raccolti dalla guaina sono trasferite alla bobina di accoppiamento terminale situata all'ingresso del ricevitore. Poichè questa bobina ha il punto centrale dell'avvolgimento collegato a massa, la risultante dei segnali parassiti è nulla ai capi di un eventuale secondario, diversamente invece da quanto accadrebbe con il circuito che è illustrato in fig. 3.

In pratica, si può realizzare il collegamento della linea bifilare schermata mediante due singoli cavetti coassiali montati come illustrato in fig. 5. In questo caso, tutto avviene come se la linea di trasmissione fosse una linea bifilare che presentasse una impedenza caratteristica eguale a due volte l'impedenza caratteristica di uno dei coassiali impiegati. Se dunque si utilizza un cavetto coassiale con impedenza pari a 75 Ω, la linea presenterà una impedenza caratteristica di 150 Ω; in questo caso l'antenna completa degli elementi direttori e di quello riflettore, dovrà presentare ai punti AB una impedenza di 150 Ω e sarà conseguentemente necessario sistemare all'ingresso del ricevitore un trasformatore riduttore nel rapporto 2/1. Per realizzare un'antenna che presenti una impedenza caratteristica di 150 Ω, sarà indispensabile impiegare un'antenna a dipolo ripiegato.

5. - LA TRASFORMAZIONE DI UN CIRCUITO SIMMETRICO IN UN CIRCUITO ASIMMETRICO

Una soluzione al problema citato, abbastanza ampiamente utilizzata in determinati casi, consiste nell'adottare un dispositivo di trasformazione di un circuito simmetrico in un circuito asimmetrico, dispositivo che, nel gergo dei radioamatori, è noto con il nome di « bazooka » oppure di « balun ». Il più semplice dei trasformatori di questo tipo è rappresentato in fig. 6; il suo funzionamento è basato sulle proprietà isolanti di una linea risonante in quarto d'onda cortocircuitata ad una estremità. È noto infatti, in base alla teoria delle linee di trasmissione, che una linea di lunghezza pari ad un quarto d'onda e cortocircuitata ad una estremità presenta, ai capi dell'estremità opposta, una impedenza infinita onde, conseguentemente, può essere considerata al pari di un isolatore; ciò significa altrimenti che il punto in corto-circuito può essere collegato a massa senza che risultino alterate le caratteristiche di ingresso nei punti MN di fig. 7.

Se ora ci riferiamo alla fig. 6, possiamo notare che il quarto d'onda DGE è costituito da uno spezzone di cavo coassiale avente una lunghezza pari a $\lambda/4$, misurata direttamente sul cavo (nel caso di cavi coassiali con isolamento in polythene detta lunghezza corrisponde a 0,66 volte il quarto d'onda valutato in aria, poichè essendo la velocità di propagazione nel cavo con isolamento in polythene i 2/3 di quella nell'aria ed essendo identico il valore della frequenza, la lunghezza d'onda risulta ridotta).

Il citato spezzone di cavo, cortocircuitato ad una estremità saldando in corrispondenza del punto G il conduttore interno alla guaina metallica, consente di collegare il punto G alla massa lasciando isolati i punti B e A (come avviene per i corrispondenti punti M ed N in figura 7).

Fra questi medesimi punti A e B si trova collegata un'altra linea in quarto d'onda cortocircuitata, costituita da A, dalla guaina esterna EG, dalla guaina esterna FH e dal punto B, unitamente al corto circuito GH. Si noterà che quest'ultima linea in quarto d'onda presenta una lunghezza diversa dalla precedente; essa infatti è costituita da due guaine rivestite di cloruro di polivinile in contatto lungo un'unica generatrice; si può quindi affermare che questo quarto d'onda, pur non essendo completamente in aria, non è più contenuto in un isolante. Praticamente il cortocircuito GH è obliquo in quanto la lunghezza FH è sensibilmente eguale a 0,8 volte la lunghezza del quarto d'onda in aria.

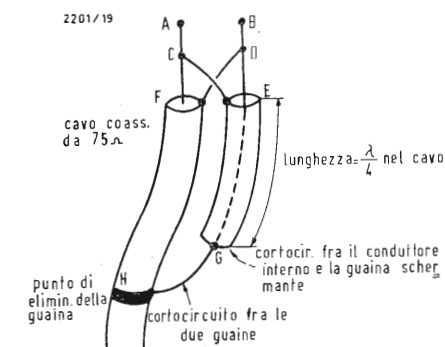
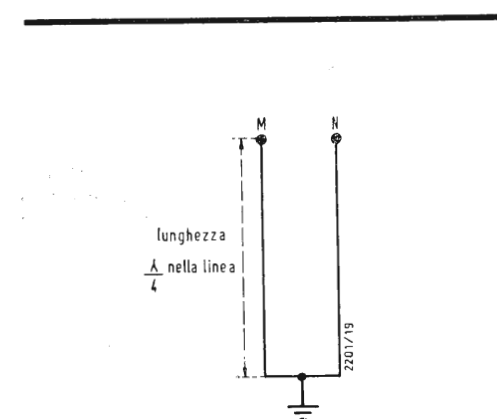



Fig. 7 - Rappresentazione schematica di un isolatore costituito da una linea cortocircuitata in quarto d'onda.

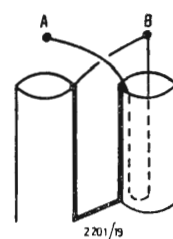



Fig. 8 - Rappresentazione di due elementi in quarto d'onda cortocircuitati (di cui uno rappresentato in tratteggio e l'altro in tratto pieno) disposti in parallelo sul cavo coassiale in corrispondenza dei punti A e B (vedasi fig. 6).

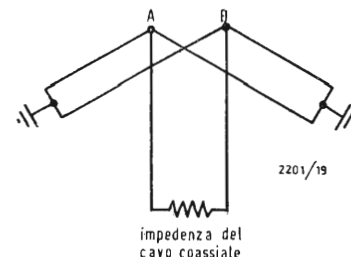



Fig. 9 - Schema elettrico equivalente del collegamento di cui in fig. 6.

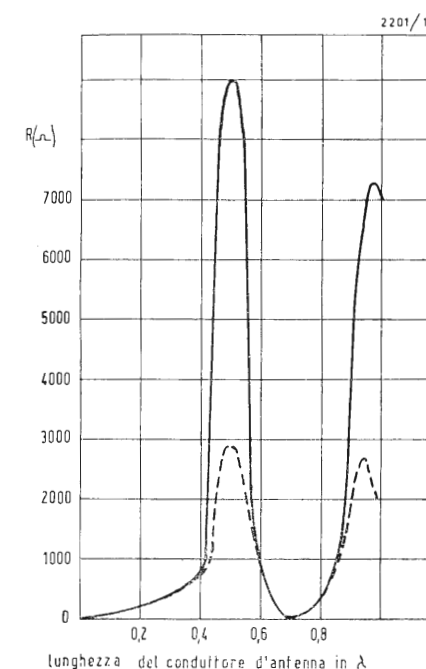



Fig. 10 - Rappresentazione grafica della variazione di R in funzione di λ, per un raggio del conduttore di antenna pari a 10^{-5} λ (tratto continuo) o pari a 10^{-3} λ (tratto punteggiato).

Fig. 11 - Rappresentazione grafica della variazione subita dal termine reattivo X in funzione di λ, per un raggio del conduttore di antenna eguale a 10^{-5} λ (tratto continuo) o eguale a 10^{-3} λ (tratto punteggiato).

Possiamo dunque concludere che tutto avviene come se, fra i punti A e B, si avessero due linee in quarto d'onda collegate in parallelo, la cui impedenza risultante si trova in parallelo all'impedenza del cavo da 75 Ω, ove la porzione FH del coassiale assolve al ruolo di isolamento. Facendo riferimento ai disegni delle figg. 8 e 9, sarà più evidente la scomposizione: in fig. 8 sono rappresentati i due quarti d'onda « isolatori », mentre in fig. 9 è posta in evidenza l'equivalenza elettrica relativa alla trasformazione del circuito simmetrico in asimmetrico.

Se la realizzazione di un siffatto dispositivo di trasformazione non presenta alcuna difficoltà teorica, la sua pratica messa a punto è assai delicata e critica e richiede una strumentazione di misura alquanto complessa, poichè, se il circuito non è perfettamente allineato, si rischia di compromettere l'adattamento, con il risultato che il rimedio è peggiore del male medesimo. È questa appunto la ragione per la quale, se si escludono particolari realizzazioni professionali, il suddetto dispositivo non trova mai pratico impiego nella normale ricezione televisiva.

6. - SISTEMA DI ADATTAMENTO IN « DELTA »

Visto che il sistema di trasformazione di un circuito simmetrico in asimmetrico mediante dispositivo ad impedenza costante è poco utilizzato, è lecito domandarsi a questo punto se non esiste un altro procedimento atto a realizzare l'adattamento fra un'antenna simmetrica ed un cavo coassiale. In realtà, esiste un procedimento derivato da quello che i radioamatori sono soliti definire adattamento in « delta »; è appunto di tale sistema che ora ci occuperemo.

Quando si procede alla misura dell'impedenza di una antenna costituita da due semidipoli, come quella illustrata schematicamente in fig. 2, si constata che detta impedenza valutata in corrispondenza dei punti di collegamento situati al centro del dipolo varia, per una medesima frequenza, in funzione della lunghezza dei semi-dipoli, oppure, detto in altre parole, che per una lunghezza fisica determinata, l'impedenza varia in funzione della frequenza di eccitazione dell'antenna; se individuiamo con h la lunghezza di un semi-dipolo, l'impedenza risulta essere funzione del rapporto h/λ. Detta impedenza può essere scomposta in un termine reale, la resistenza ohmica R, ed in un termine immaginario, la reattanza X; questi due termini variano secondo quanto indicato dalle curve delle figg. 10 e 11. Si noti, inoltre, che i termini R ed X sono soggetti a variazione in funzione del diametro del conduttore di cui è costituito il semidipolo. Sulle figure precedentemente richiamate si sono considerati due casi specifici: quello in cui il rapporto fra il raggio e la lunghezza d'onda è eguale a 10^{-5} e quello in cui esso è eguale a 10^{-3}. Se si considerassero dei diametri ancora superiori, si constaterebbe che le sommità delle curve tenderebbero ad appiattirsi sempre di più.

In particolare, in prossimità di $h/\lambda =$ 0,25, si noti che il termine reattivo si annulla mentre il termine reale è prossimo al valore di 60 Ω, come pongono anche in evidenza i diagrammi di fig. 12 che rappresentano un ingrandimento della porzione prossima al valore $h = \lambda/4$. Bisogna, infatti, tener conto del fatto che quanto più aumenta il diametro del semi-dipolo, tanto più ridotta deve essere la lunghezza del semi-dipolo medesimo, se si desidera sopprimere il termine reattivo dalla grandezza composta dell'impedenza onde avvicinare quest'ultima ad un valore puramente ohmico. È appunto per i motivi esposti che con un valore del raggio eguale a $10^{-3}\lambda$, i semi-dipoli risonanti non avranno più una lunghezza di 0,25 λ, ma di 0,246 λ, mentre con un raggio pari a 10^{-2} la risonanza si produce per una lunghezza pari a 0,24 λ.

Supponiamo ora di prendere in considerazione un'antenna in semionda costituita da un unico elemento cilindrico; dividendo questo elemento esattamente nel centro ci si ritrova esattamente nel caso illustrato in fig. 2, e l'impedenza ai capi dei punti di divisione A e B risulta essere dell'ordine di 60 Ω; in teoria i punti C e D sono dei punti di corrente nulla, vale a dire di impedenza infinita; in realtà l'impedenza esistente fra questi due punti è di qualche migliaio di ohm, tuttavia il fatto di attuare un collegamento in corrispondenza di essi perturba seriamente il funzionamento dell'antenna. Se invece si stabilisce la connessione fra due punti equivalenti a quelli M ed N di fig. 13, i punti caldi (ventri di tensione) delle estremità interne dei due semidipoli non risulteranno perturbate, e l'impedenza fra questi punti sarà compresa fra 60 Ω e qualche migliaio di ohm. Nel caso, per esempio, che l'impedenza fra detti punti sia pari a 150 Ω, sarà possibile collegarvi una linea bifi-

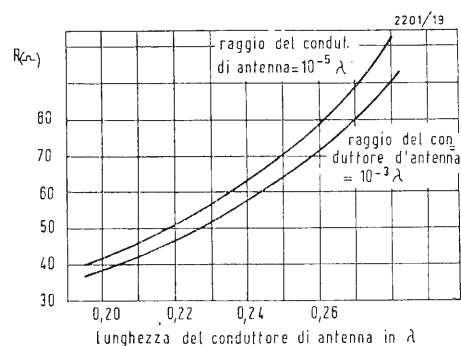



Fig. 12 - Rappresentazione grafica della variazione cui è soggetto il termine reale in prossimità della condizione $h/\lambda = 0,25$.

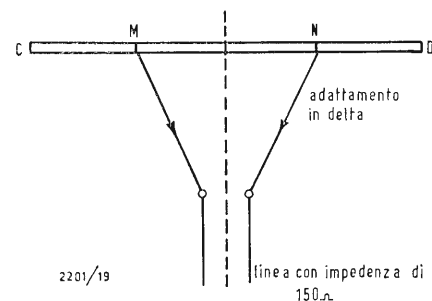



Fig. 13 - Esempio di collegamento di un'antenna in semionda ad una linea bifilare mediante sistema di adattamento in « delta ».

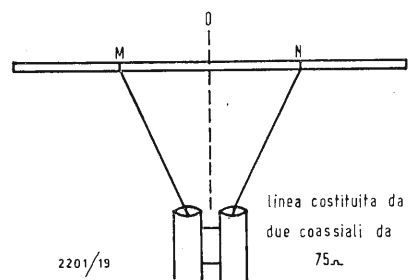



Fig. 14 - Modifica della linea simmetrica mediante l'impiego di due cavetti coassiali distinti ed affiancati.

lare di impedenza caratteristica pari ad appunto 150 Ω; in tal caso, l'adattamento sarà corretto ed anche la simmetria rispettata, in quanto il piano equipotenziale a potenziale zero passerà al centro dell'antenna ed a metà della linea. Il collegamento fra i punti M ed N e la linea dovrà essere effettuato progressivamente mediante due elementi di collegamento che non dovranno formare l'uno rispetto all'altro un angolo eccessivamente ampio.

È possibile modificare il circuito di montaggio illustrato in fig. 13 sostituendo la linea bifilare di impedenza caratteristica pari a 150 Ω con due cavetti coassiali da 75 Ω collegati l'uno accanto all'altro: sotto tali condizioni, non si avrà alcun cambiamento, mentre le guaine metalliche dei coassiali, essendo in corrispondenza del punto neutro del sistema, potranno essere collegate al centro fisico o dell'antenna seguendo la linea punteggiata della fig. 14.

Ben inteso, la scelta dei punti M ed N non è casuale, bensì deve essere attuata sperimentalmente mediante una linea risonante di misura, il che richiede naturalmente un minimo di attrezzatura di laboratorio.

Una delle critiche più frequenti a questo particolare sistema di adattamento è quella relativa al fatto che i conduttori di raccordo possono re-irradiare una parte dell'energia e quindi, se l'antenna fa parte di un complesso radiante dotato di elemento direttore e riflettore, modificare il diagramma di irradiazione del complesso medesimo ed il guadagno proprio dell'antenna. In realtà, però, la maggior critica che si può rivolgere al suesposto sistema di adattamento è quella relativa alle difficoltà connesse con la sua messa a punto e regolazione.

7. - ADATTAMENTO A « T »

Per eliminare il fenomeno di re-irradiazione precedentemente accennato è possibile far ricorso al sistema di collegamento in T; i radioamatori che lo impiegano spesso con i sistemi trasmittenti, lo realizzano mediante dei contatti striscianti che hanno il vantaggio di consentirne una regolazione assai accurata. Con questo sistema di adattamento, i conduttori di collegamento fra il cavo e l'antenna sono paralleli all'elemento radiante, il che facilita notevolmente la realizzazione dal punto di vista meccanico. Il sistema può essere utilizzato sia con un semplice dipolo a semionda, sia con un'antenna composta di tipo Yagi la quale, come è noto, comprende oltre al dipolo radiante in semionda, anche un elemento riflettore ed un certo numero di elementi direttori. Tuttavia, in questo caso, la resistenza di irradiazione del complesso è nettamente inferiore al caso di un unico elemento radiatore in semionda (pari a 60 Ω) e può scendere infatti verso valori compresi fra 15 e 30 Ω secondo il numero degli elementi direttori associati al complesso radiante. Sotto tali condizioni, i punti di collegamento M ed N (fig. 15) risulteranno più distanziati rispetto al caso di un'antenna costituita unicamente da un solo dipolo in semionda. La esatta posizione di detti punti di collegamento viene determinata sperimentalmente mediante una linea di misura, e dipende inoltre dall'impedenza caratteristica della linea di alimentazione. Per quanto riguarda la spaziatura fra antenna ed elemento di giunzione, anch'essa viene determinata sperimentalmente ed a titolo orientativo il suo valore è di circa 2 centimetri per un'antenna di televisione operante su un canale della banda VHF.

8. - ADATTAMENTO IN « GAMMA »

Poichè, come abbiamo notato, il sistema di adattamento in « T » può essere utilizzato con la doppia linea costituita da due cavetti coassiali affiancati, ci si potrebbe chiedere se non fosse possibile sopprimere uno dei due cavetti ed assicurare il funzionamento dell'antenna mediante un unico cavetto coassiale. In realtà tale soluzione è possibile: poichè il dipolo semionda è circondato dal campo elettromagnetico esso è sede di una corrente ad alta frequenza onde è sempre possibile stabilire le connessioni fra il punto centrale neutro O ed un punto la cui impedenza corrisponda a quella caratteristica della linea di alimentazione. Detta situazione è appunto quella illustrata in fig. 16 ove il circuito di collegamento ivi rappresentato è analogo a quello della fig. 17 che rappresenta un accoppiamento tramite un autotrasformatore, una presa del quale è collegata a massa.

Detto circuito di collegamento rispetta indubbiamente la simmetria dell'antenna e, se il punto M è scelto con cura, anche l'adattamento delle impedenze sarà soddisfacente. Si può quindi affermare che questo sistema di adattamento fra elemento radiante e linea di alimentazione è assolutamente corretto, poichè esso non perturba assolutamente l'irradiazione dell'antenna, consentendo dunque di beneficiare completamente del guadagno della medesima, la qual cosa è particolarmente vantaggiosa dal punto di vista della ricezione a grande distanza dalla stazione emittente. Inoltre, i segnali parassiti che potrebbero essere captati dalla guaina metallica del cavo si neutralizzano sull'antenna, in quanto risultano applicati in corrispondenza del punto neutro della medesima.

Questo particolare tipo di collegamento fra antenna e cavo senz'altro poco comune fino ad oggi nell'ambito della televisione commerciale, è stato realizzato e diffuso dalla ditta francese Gammax la quale lo ha denominato « sistema di adattamento in gamma » conseguentemente al fatto che esso deriva da un sistema in « T » diviso a metà e si presenta di conseguenza come la lettera greca gamma (Γ).

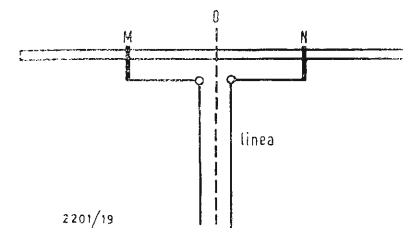



Fig. 15 - Esempio di adattamento ad una linea simmetrica mediante sistema in « T ».

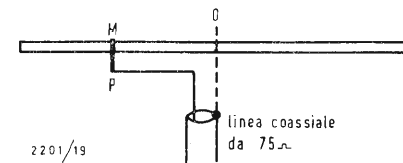



Fig. 16 - Esempio di adattamento ad una linea asimmetrica mediante sistema in « T ».

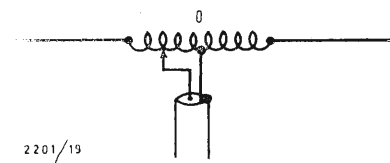



Fig. 17 - Esempio di collegamento analogo a quello di fig. 16, ma attuato mediante autotrasformatore messo a massa tramite opportuna presa intermedia.

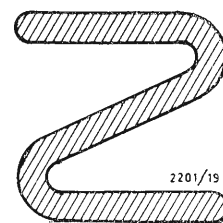



Fig. 18 - Sezione del conduttore di realizzazione di un'antenna attiva del tipo dipolo a semionda.

Fig. 19 - Aspetto schematico della pratica realizzazione del sistema di adattamento in « gamma » attuato su un'antenna prodotta dalla ditta francese Gammax.

Quando il problema dell'antenna è limitato alla ricezione di una sola frequenza, la realizzazione di un'antenna con adattamento in gamma non presenta troppe difficoltà.

È infatti possibile procedere utilizzando una linea di misura e regolare la distanza fra la giunzione MP (fig. 16) ed il centro onde ridurre al minimo la presenza di onde stazionarie lungo la linea di misura. Quando invece è necessario ricevere un'intera banda di frequenze, come è appunto il caso delle emissioni televisive circolari, il problema appare più complesso poichè, riportandosi alle curve di figg. 10 e 11, si può notare che allontanandosi dalla condizione di risonanza in $\lambda/2$, i termini R ed X sono soggetti a variazione. Ora, nel caso della ricezione televisiva, sarebbe necessario, onde ottenere dei buoni risultati, che il termine X si mantenesse eguale a zero per circa un intervallo del $\pm 6\%$ intorno al punto di accordo; è possibile ridurre la variazione del termine reattivo X prendendo in considerazione un'antenna di diametro notevole, sebbene, anche disponendo di un'antenna con un diametro del conduttore pari ad 1/100 della lunghezza d'onda, il termine reattivo X sarebbe soggetto ad una variazione compresa fra circa $-20\,\Omega$ e $+20\,\Omega$. Quanto al termine ohmico R, esso varia fra -5 e $+5\,\Omega$ circa. È evidente che, mentre il termine reale è soggetto ad una variazione relativamente modesta, il termine reattivo presenta invece una variazione assolutamente non trascurabile. In realtà, è opportuno precisare che per un'antenna che abbia un diametro abbastanza notevole, 15 o 20 mm per un elemento funzionante su un canale della gamma VHF, il detto disadattamento non reca gravi conseguenze da un punto di vista pratico poichè produce unicamente una attenuazione insignificante dell'immagine che non è percettibile dallo spettatore.

La realizzazione della ditta Gammax, in luogo di impiegare per la costituzione dell'antenna un tondino cilindrico di diametro notevole, fa ricorso ad un nastro metallico opportunamente piegato nel senso della sua larghezza onde presentare una sezione a Z come è illustrato in fig. 18. Questa soluzione presenta il vantaggio di una notevole economia e di una conseguente riduzione del prezzo di vendita, mentre, dal punto di vista dell'impedenza si può considerare che la sezione del conduttore sagomato è sensibilmente eguale a quella del cerchio circoscrivibile allo Z; d'altra parte poi, il collegamento in T si realizza tagliando il nastro nel senso della lunghezza di una delle facce dello Z, facendo in modo che la lunghezza della parte tagliata corrisponda allo sviluppo del tratto di raccordo in « Γ » [vedasi la fig. 19].

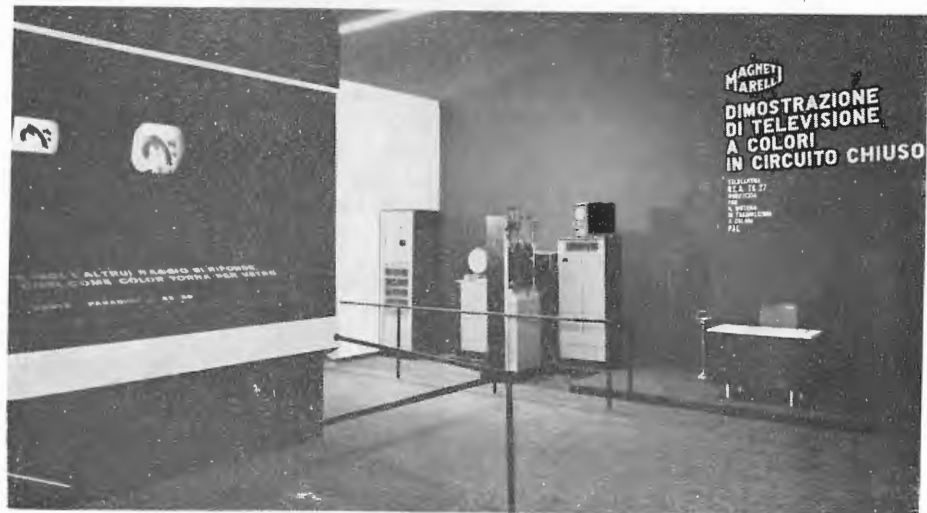
Desideriamo terminare queste brevi note orientative alla scelta del migliore sistema di adattamento fra elemento radiante e linea di alimentazione, con alcune considerazioni essenziali e conclusive connesse ai problemi di impianto di un'antenna ricevente per TV.

Soddisfacendo alle condizioni di adattamento dell'impedenza ed a quelle di simmetria del sistema radiante, si constaterà sempre un miglioramento particolarmente sensibile nel caso della ricezione di emittenti lontane; infatti, nel caso di segnali particolarmente deboli, se si desidera ottenere dei buoni risultati è indispensabile che il rapporto segnale/disturbo sia il più elevato possibile e conseguentemente che il livello dei parassiti captati dall'antenna sia il più basso possibile. Si perfeziona questo risultato riducendo l'effetto di captazione della linea di trasferimento (discesa d'antenna) o controbilanciando questo fenomeno con il collegamento a massa del sistema d'antenna in corrispondenza di un suo punto neutro.

A.

dott. ing. Alessandro Banfi

Televisione e Radio alla 44 Fiera di Milano - Dimostrazione di TV a colori

L'impianto dimostrativo di TV a colori, sistema NTSC, a circuito chiuso, in funzione nel padiglione Magneti Marelli, con una telecamera RCA.

L'impianto RCA di telecinema a colori sistema PAL, a circuito chiuso presentato in funzione nel padiglione Magneti Marelli.

Il settore elettronico all'ultima Fiera di Milano (14-25 aprile) ha confermato in modo evidentissimo la vitalità e l'impegno dell'industria italiana per superare la crisi congiunturale, anticipando altresì le prossime tendenze del mercato Radio-TV.

E sotto quest'ultimo profilo è da segnalare il netto rilancio della Radio, rispetto alla Televisione, sotto l'insegna della qualità e del buon gusto musicale. La cosiddetta « alta fedeltà », riservata sino a poco tempo fa agli amatori più danarosi, sta divenendo accessibile anche a borse più modeste, dischiudendo con ciò ad un largo strato di radioascoltatori vasti orizzonti di intenso godimento musicale, nonchè fonti di salutare rilassamento spirituale.

A ciò ha contribuito oltre che l'accresciuta qualità tecnica dei radioricevitori e fonografi, sia a valvole che a transistori, anche l'introduzione della stereofonia che opportunamente ridimensionata entro pratici concetti d'impiego, aggiunge un indiscutibile realismo all'ascolto sonoro.

Ed è ormai noto che l'audizione stereofonica si presenta oggi praticamente possibile sotto tre forme: i dischi stereofonici, la radiostereofonia e la filodiffusione. In modo particolare la radiostereofonia, che in Germania, Francia ed Inghilterra sta raccogliendo vasti consensi di pubblico, interessando in modo determinante l'industria ed il commercio del settore elettronico, sta diffondendosi ora anche in Italia e lo farà ancor più, non appena la RAI potenzierà maggiormente le attuali trasmissioni sperimentali quotidiane.

Un impianto dimostrativo di portiere elettronico televisivo presentato in funzione nel padiglione Magneti Marelli.

Per quanto riguarda la filodiffusione, questo pratico ed interessantissimo mezzo moderno di ascolto sonoro continuativo, oggi scarsamente diffuso nel nostro Paese per vari motivi d'indole tecnica e burocratica, riceverà indubbiamente un energico impulso non appena, fra breve, saranno eliminati tali motivi contrastanti il suo sviluppo. E la nostra industria non dovrebbe sottovalutare questo profilo molto promettente.

Circa la televisione bisogna riconoscere la mancanza di novità o tendenze nel campo costruttivo dei televisori, se si vuol fare eccezione per la diffusione dei modelli a transistorizzazione parziale o totale (prevalentemente con schermo da 11 pollici), da usarsi come secondo televisore facilmente trasportabile.

Una grande attrattiva per il pubblico visitatore della 44ª Fiera di Milano sono state le dimostrazioni di televisione a colori secondo i sistemi NTSC e PAL, presentate in modo impeccabile nell'interessante padiglione privato della Magneti Marelli.

Per la verità, è già la terza volta (42ª, 43ª e 44ª Fiera) che questa importante Società milanese (unica fra gli espositori italiani ed esteri) presenta la televisione a colori (integrata quest'anno da un nuovo impianto secondo il sistema PAL). E questa continuità di propositi e d'azione costituisce un evidente indizio della preparazione tecnica e delle possibilità future per la produzione dei televisori a colori di prossimo avvento.

I due impianti dimostrativi di TV a colori in circuito chiuso, presentati quest'anno dalla Magneti Marelli erano così costituiti.

Un primo impianto, secondo il sistema americano NTSC era composto da una telecamera RCA corredata dal relativo banco di controllo e da tutti i dispositivi elettronici per la generazione dei complessi segnali necessari per la formazione del segnale composto di TV a colori, destinato ad alimentare tre televisori a colori esposti al pubblico.

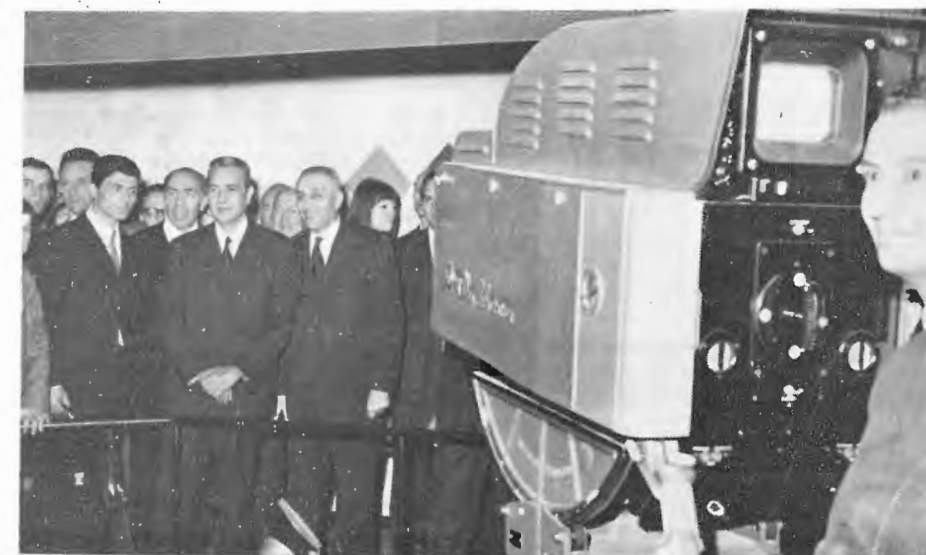
La telecamera che poteva riprendere un piccolo studio dimostrativo con una graziosa presentatrice di oggetti policromi, era però prevalentemente puntata verso il pubblico, che poteva così vedersi riprodotto a colori sullo schermo dei tre televisori. Successo strepitoso, convincente e tale da dare un'idea dell'attuale perfezione tecnica della TV a colori.

Il secondo impianto, secondo il sistema PAL, era costituito da un complesso di « telecinema » RCA, che trasmetteva dei film a colori, pure in circuito chiuso, a due televisori a colori affiancati da un terzo televisore in bianco-nero, riproducente l'immagine compatibile ricevibile da tutti i normali televisori.

E' da porre in evidenza che questo secondo impianto rappresenta l'ultima parola in tema di TV a colori poichè è costituito da un recentissimo sistema a quattro tubi da ripresa.

Tre canali cromatici (rosso, verde, blu) ed uno normale in bianco-nero (luminanza): l'esatto parallelo della tecnica di stampa in quadricromia.

E' comunque da rilevare che le dimostrazioni di TV a colori della Magneti Marelli hanno rappresentato una delle maggiori attrattive del settore elettronico della 44ª Fiera di Milano.

A.

Il Presidente del Consiglio, On.le Moro in visita alla Fiera viene ripreso a colori nel padiglione Magneti Marelli.

Lionello Napoli

Che cosa è un impianto centralizzato di TV?

(parte terza)

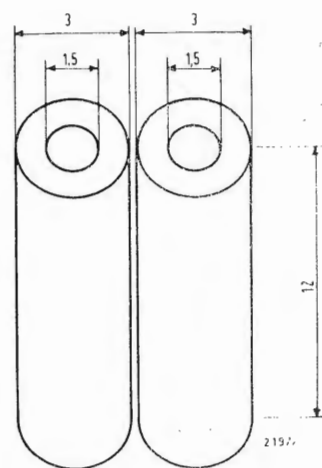
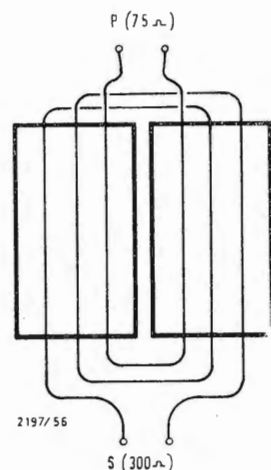



Fig. 46 - Nucleo in ferroxcube per traslatori 75/300 nel campo di frequenze tra i 40 ed i 230 MHz. Le misure sono espresse in mm.

7. - CORDONE DI ALLACCIAMENTO PRESA-TELEVISORE

È il mezzo che consente di prelevare il segnale da ciascuna presa di un impianto centralizzato per convogliarlo ai morsetti di antenna dell'apparecchio televisivo (o dell'apparecchio radio se l'impianto consente la captazione, amplificazione e distribuzione anche dei segnali radio). Il cordone di allacciamento è essenzialmente costituito da un cavo volante di qualunque lunghezza (generalmente m. 1,50 ÷ 2) avente ad una estremità un connettore maschio coassiale che permetterà l'inserzione nella presa a muro, ed all'altra una serie di apparecchiature elettroniche che consentiranno, a seconda delle caratteristiche dell'impianto, la separazione dei vari segnali miscelati (demiscelatore), l'adattamento di impedenza 75 ÷ 300 Ω (traslatore) l'attenuazione di un eventuale segnale troppo intenso per quella presa (attenuatore).

Circa l'adattamento di impedenza 75 ÷ 300 Ω, abbiamo già accennato precedentemente che tutti i televisori, in uso da noi, hanno standardizzato l'ingresso antenna con impedenza 300 Ω.

Le apparecchiature elettroniche e i cavi di trasporto di segnale in un impianto centralizzato, invece, fanno uso di una impedenza standard di 75 Ω.

Da ciò la necessità di creare, ai morsetti antenna del televisore, la giusta impedenza di allacciamento. Ciò si ottiene con un traslatore che, praticamente, non è che un trasformatore con nucleo in ferroxcube e con un rapporto di spire tra primario e secondario pari a due. Infatti il rapporto del n. spire, in un trasformatore è eguale alla radice quadrata del rapporto delle impedenze:

$$\frac{N_1}{N_2} = \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}}$$

Nel nostro caso, poichè le due impedenze in gioco sono 75 e 300 avremo appunto che $\sqrt{300/75} = 2$.

Due è dunque il rapporto del n. spire tra i due avvolgimenti del nostro traslatore. Per frequenze da 40 sino a 230 MHz circa la pratica ci ha insegnato che il miglior traslatore, quello cioè che ha la minor perdita di inserzione e la maggiore costanza di rendimento nell'intera banda indicata (che comprende tutte le frequenze nel campo delle VHF e cioè bande I e III (TV) e banda II (FM) è costituito da nu nucleo formato da due tubetti in ferroxcube strettamente avvicinati (fig. 46) nei fori dei quali sono avvolti i due avvolgimenti costituiti, da una spira per l'avvolgimento primario (75 Ω) e due spire per l'avvolgimento secondario (fig. 47). E, pertanto, un cordone di allacciamento che ha, all'estremità verso il televisore un traslatore siffatto consentirà il prelievo dalla rete di distribuzione di una o più frequenze comprese nella gamma 40 ÷ 230 MHz ed il televisore potrà funzionare entro questi limiti di frequenze e cioè comprendenti tutti i canali VHF (*A* - *B* - *C* - *D* - *E* - *F* - *G* - *H*) ed anche la gamma per la ricezione dei programmi radio in FM (88-100 MHz).

In fig. 48 abbiamo rappresentato un tale cordone di allacciamento che potrà essere utilizzato dunque in tutti gli impianti dove il programma o i programmi distribuiti sono emessi su tale porzione di frequenze.

E cioè faranno uso di questo cordone di allacciamento, tutti gli impianti centralizzati che consentono la distribuzione del solo 1° programma o del 1° programma più il programma Svizzero o ancora del 1° programma ricevibile su due canali diversi sempre nella banda VHF ed infine del 1° e del 2° programma quando quest'ultimo è convertito, nel centralino, in una frequenza VHF.

Sempre lo stesso cordone di fig. 48 servirà per l'allacciamento tra presa e ricevitore radio FM, quando l'impianto prevede anche la distribuzione di questo segnale.

Quando un impianto centralizzato distribuisce segnali nella gamma VHF e, miscelati, segnali nella banda UHF, si dovrà far uso di un cordone di allacciamento munito di demiscelatore per la separazione delle due frequenze (VHF e UHF) e ciò perchè tutti i televisori atti alla ricezione di queste due frequenze (1° e 2° programma) hanno due ingressi d'antenna indipendenti.

Fig. 47 - Realizzazione degli avvolgimenti primario e secondario in un traslatore con nucleo raffigurato nella fig. 46.

Fig. 48

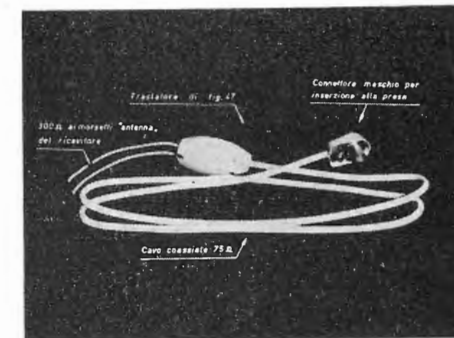
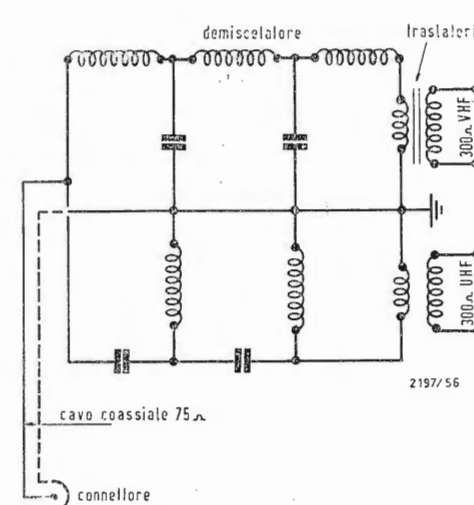
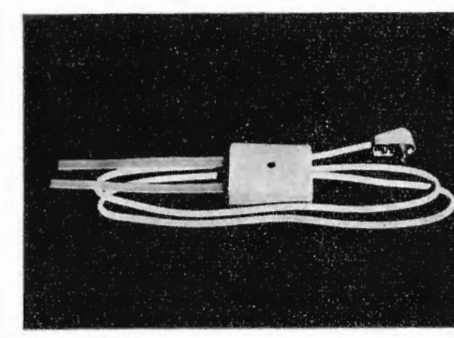



Fig. 49*a*

Fig. 49*b*

In fig. 49*a* è rappresentato un tale cordone di allacciamento ed in fig. 49*b* il relativo schema elettrico.

Il demiscelatore è in sostanza un doppio filtro di cui un braccio consente il passaggio di tutte le frequenze basse (sotto i 250 MHz) e l'altro braccio di tutte le frequenze alte (sopra i 250 MHz). Vi sono poi due traslatori 75-300 Ω.

Quello per le frequenze basse (VHF) è il traslatore rappresentato in fig. 47 mentre quello per le frequenze alte (UHF) è costituito da una linea in 1/4 d'onda (V. fig. 50).

8. - APPARECCHIATURE ELETTRONICHE CHE COMPONGONO IL CENTRALINO

Esse, come già abbiamo visto all'inizio di questo articolo e come raffigurato nelle fig. 1, 2, 3 e 4, caratterizzano l'impianto secondo le prestazioni richieste.

Elenchiamo le varie apparecchiature che possono trovarsi inserite in un centralino:

a) alimentatore
b) livellatore e attenuatore variabile
c) filtro di reiezione
d) amplificatore
e) convertitore
f) miscelatore
g) separatore

Abbiamo nominato i vari apparecchi secondo la loro progressione reale, in linea di massima, partendo dall'antenna per arrivare alla partenza della rete di distribuzione.

Naturalmente in ogni centralino possono esservi alcuni o tutti gli apparecchi descritti e più di uno di ogni singolo tipo. Se, ad esempio, i segnali distribuiti sono più d'uno vi potranno essere più miscelatori e più amplificatori ecc.

Abbiamo schematizzato nella fig. 51, sulla base di quanto abbiamo detto, la composizione standard di un centralino e cerchiamo di analizzare ogni singola apparecchiatura partendo, a ritroso, dalle uscite e cioè dall'inizio della rete di distribuzione.

Del separatore abbiamo già parlato esaurientemente avendolo considerato come organo facente parte della rete di distribuzione. Nelle fig. 27 e 29 abbiamo rappresentato due tipi fondamentali di separatori resistivi e nella tabella di fig. 32 sono state calcolate le attenuazioni dei separatori a seconda del numero delle uscite.

Analizziamo ora un'importante apparecchiatura la cui presenza è indispensabile in ogni centralino che serva alla distribuzione di due o più segnali contemporaneamente.

9. - IL MISCELATORE

Esso è un sistema circuitale, comprendente due o più ingressi ed una sola uscita, per mezzo del quale è possibile sovrapporre e, quindi « mescolare » due o più segnali provenienti da altrettante sorgenti (antenne, amplificatori ecc.). La funzione fondamentale di questo dispositivo è quella di evitare che le sorgenti, collegate direttamente tra loro, subiscano sostanziali alterazioni dovute a carichi inadatti, per effetto del loro collegamento reciproco.

Il miscelatore, in sostanza è costituito di due o più filtri, collegati all'uscita tra loro e che consentono, ciascuno il passaggio della sola banda di frequenze che dovrà essere sovrapposta ad altra o ad altre.

Esso evita, in altre parole, che una sorgente di segnale possa venire direttamente caricata da un'altra sorgente.

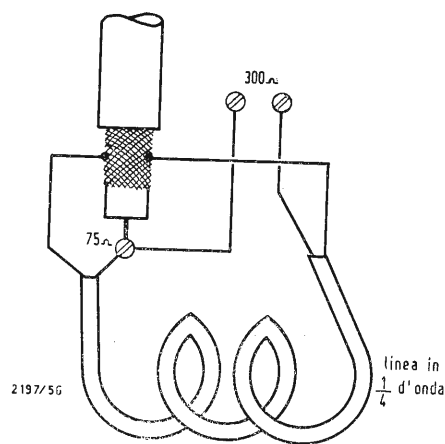
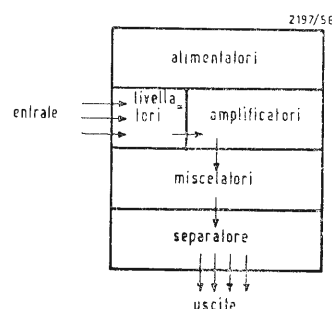
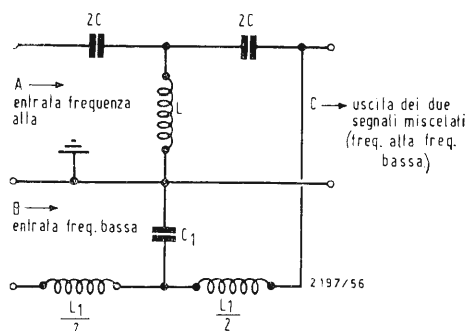



Fig. 50 - Traslatore per frequenze UHF (470-570 MHz) costituito da una linea in un quarto d'onda.

Il miscelatore più semplice, ed anche quello più comunemente usato, è realizzato con due filtri uno passa basso e uno passa alto ed è rappresentato nella figura 52.
L'ingresso contrassegnato con A servirà al collegamento con la sorgente della frequenza alta e l'ingresso contrassegnato con B al collegamento della frequenza bassa.
All'uscita C saranno presenti le due frequenze miscelate. In fig. 53 è rappresentato in un diagramma l'andamento di risposta dalle due sezioni del miscelatore; è evidente che per miscelatore due frequenze (F_A e F_B) con un siffatto miscelatore, è necessario che le due sezioni, passa alto e passa basso siano calcolate per una frequenza di taglio (f_1) di valore tale da essere tra F_A e F_B).
Ovvero, con un miscelatore di questo tipo si possono miscelare tra loro due frequenze che siano una più bassa ed una più alta della frequenza F_1 di taglio, per la quale il miscelatore stesso è stato calcolato. Per il calcolo di un miscelatore come quello di fig. 52, le formule sono le seguenti:

$$L = \frac{R}{4\pi f_1} \qquad L_1 = \frac{R}{\pi f_1}$$

$$C = \frac{1}{4\pi f_1 R} \qquad C_1 = \frac{1}{\pi f_1 R}$$

in cui L_1 e C_1, sono rispettivamente induttanza e capacità del filtro passa basso L e C del filtro passa alto. F_1 è la frequenza di taglio ed R è la resistenza del carico connesso all'uscita del miscelatore (nel nostro caso 75 Ω).
Altro tipo di miscelatore è quello che consente la sovrapposizione di due frequenze, delle quali una è una frequenza ben determinata e l'altra una qualunque che non sia quella (più alta o più bassa che sia).
Questo miscelatore è costituito dalla sovrapposizione di due filtri (fig. 54) di cui uno è passa-banda e l'altro è arresta-banda. Cioè uno lascerà passare solo una banda di frequenze e l'altro lascerà passare tutto meno quella banda di frequenze.
È il caso in cui si debba sovrapporre a uno o più segnali TV anche il segnale radio in modulazione di frequenza che, come è noto, è contenuto in una banda di frequenza (88-108 MHz) posta in mezzo alle bande usato per la TV. In fig. 55 è dato il diagramma dell'andamento delle due sezioni (passa-banda ed arresta-banda) di un tale miscelatore (attenuazione in funzione della frequenza).
Per il calcolo di un miscelatore come quello rappresentato in fig. 54 le formule sono le seguenti:

$$L_s = \frac{R}{\pi (f_2 - f_1)} \qquad L_{s1} = \frac{R(f_2 - f_1)}{\pi f_1 f_2}$$

$$L_p = \frac{R(f_2 - f_1)}{4\pi f_1 f_2} \qquad L_{p1} = \frac{R}{4\pi (f_2 - f_1)}$$

$$C_s = \frac{f_2 - f_1}{4\pi f_1 f_2 R} \qquad C_{s1} = \frac{1}{4\pi R (f_2 - f_1)}$$

$$C_p = \frac{1}{\pi R (f_2 - f_1)} \qquad C_{p1} = \frac{f_2 - f_1}{\pi R f_1 f_2}$$

oppure: oppure:

$$C_s = \frac{L_p}{R^2} \qquad C_{s1} = \frac{L_{p1}}{R^2}$$

$$C_p = \frac{L_s}{R^2} \qquad C_{p1} = \frac{L_{s1}}{R^2}$$

Fig. 51 - Composizione standard di un centralino.

Vengono normalmente usati miscelatori del primo tipo (filtro passa-alto + filtro passa-basso) (V. fig. 52) tutte le volte che occorra sovrapporre due canali TV dei quali uno appartenga ad una banda di frequenze e l'altro ad un'altra. Es.: se si debbono sovrapporre due canali dei quali uno appartenga alla banda I° e l'altro alla banda III°, oppure uno appartenga alle bande VHF (banda I°, II°, III°) e l'altro alla banda UHF (banda IV°, V°).
Vengono invece usati miscelatori del 2° tipo (filtro passa-banda + filtro arresta-banda) (fig. 54) quando si debbono sovrapporre due canali dei quali uno è ben definito e l'altro sia un qualunque canale di qualunque banda di frequenze.
Es.: se si debba sovrapporre un qualunque canale TV con un segnale radio in modulazione di frequenza.
Nella scelta dei miscelatori è estremamente utile conoscere la « perdita di inserzione » cioè l'attenuazione che ciascun segnale viene a subire per l'interposizione del miscelatore stesso. Questo dato sarà utile per il calcolo delle attenuazioni sull'impianto.
In genere le Case fornitrici di apparecchiature per impianti centralizzati comunicano il valore di perdita di inserzione che si aggira intorno a 1 ÷ 1,5 dB per miscelatori di buon rendimento.

Fig. 52 - Schema elettrico di un miscelatore formato da un filtro passa alto e da un filtro passa basso.

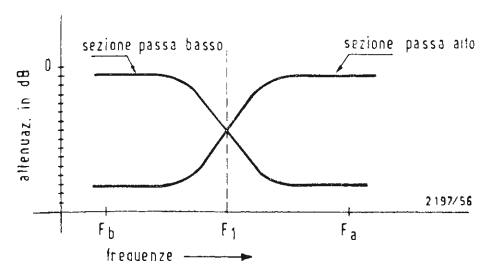



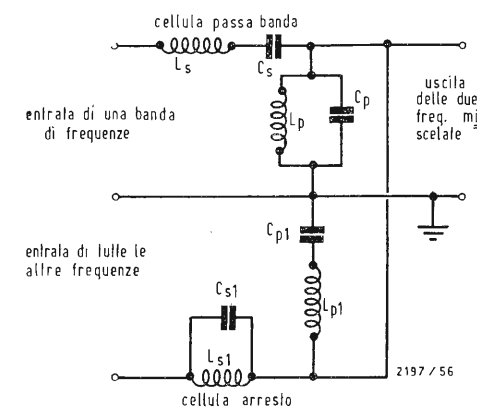
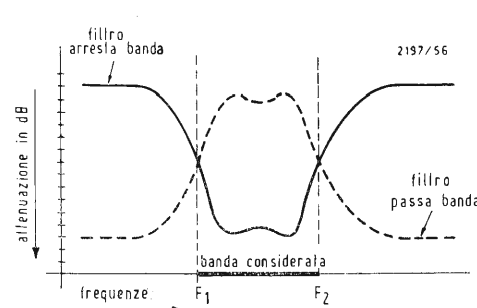
Fig. 53 - Andamento della risposta di un miscelatore formato di un filtro passa alto e di un filtro passa basso. F_1 è la frequenza di taglio.

Quando occorra miscelare più di due segnali generalmente si fa uso di due o più miscelatori, provvedendo alla sovrapposizione, all'inizio, di due frequenze e quindi alla miscelazione delle due precedentemente sovrapposte con una terza e così via.
Se, ad esempio, si devono miscellare tre frequenze e precisamente: un canale VHF della banda III° = es: il G; con un canale VHF della banda I° = es.: il B; con un canale UHF della banda IV° = es.: il 23, si provvede alla miscelazione del canale G con il B usando un miscelatore costituito da filtro passa-alto + filtro passa-basso con frequenza di taglio che può essere a 120 MHz (x nella fig. 56). I due segnali così sovrapposti vengono miscelati col segnale UHF a mezzo di un secondo miscelatore (J nella fig. 56) che sarà pure realizzato con filtri passa-alto e passa-basso ma con frequenza di taglio intorno a 250 MHz.
Per cui i due canali B e G già precedentemente sovrapposti entreranno nel secondo miscelatore j nell'ingresso passa-basso ed il canale UHF n. 23 entrerà nell'ingresso passa-alto. Analogamente si può provvedere alla miscelazione di quattro o più segnali facendo uso di tre o più miscelatori.
Naturalmente si possono reperire sul mercato miscelatori che hanno tre o più ingressi per determinate bande di frequenze ed una sola uscita miscelata. Questi apparecchi fanno uso generalmente di filtri passa-banda (come quello schematizzato in fig. 54 (solo cellula passa-banda) collegati assieme all'uscita. Essi consentono così la sovrapposizione di diverse frequenze con un solo miscelatore a più ingressi. Ma poichè le combinazioni dei diversi canali da miscelare sono ovviamente assai numerose è più facile ricorrere al sistema dell'uso di più miscelatori con filtri passa-basso + passa-alto.

Fig. 54 - Miscelatore costituito da un filtro passa banda più un filtro arresta banda e che serve alla miscelazione di un segnale contenuto nella banda desiderata con un segnale qualunque.

L'AMPLIFICATORE

Esso rappresenta il cuore del centralino. È certo intuitivo che l'amplificazione dei segnali da distribuire, in un impianto centralizzato, rappresenta la prima e la più importante operazione da eseguire. Non sarà mai possibile evitare l'esistenza di un amplificatore in un impianto collettivo dove il numero delle prese, cioè degli utenti che usufruiscono dell'impianto stesso, sia superiore a quattro o cinque.
Se poi i segnali da distribuire sono più di uno (e generalmente al minimo sono due: 1° e 2° programma) anche gli amplificatori saranno più di uno.
Le caratteristiche fondamentali di un buon amplificatore per un impianto centralizzato sono:
a) minimo rumore di fondo;
b) funzionamento ininterrotto 24 ore su 24;
c) possibilità di inviare segnali dall'ingresso di una certa entità, quali possono essere presenti alla discesa d'antenna in località prossime alla emittente;
d) il guadagno indicato dal costruttore deve essere tale e costante nel tempo.
e) amplificazione costante di frequenze in una banda sufficientemente ampia da contenere con sicurezza il canale TV da ampliare;
f) impiego di valvole a lunga vita o professionali, che garantiscono la maggiore durata;
g) notevole dimensionamento dei componenti per la sicurezza di funzionamento e per assicurare la temperatura a valori più bassi possibili;
h) le impedenze di ingresso e di uscita devono essere quelle impiegate (75 Ω) per garantire il miglior trasferimento del segnale e dare al cavo la giusta denominazione.
Oggi esistono in commercio valvole che assicurano la realizzazione di circuiti amplificatori a basso rumore. Abbiamo rappresentato a pag. 57 lo schema di un amplificatore per frequenza VHF facente uso di un doppio triodo E88CC (valvola del tipo professionale) il cui guadagno è di 20 dB: con larghezza di banda di 8MHz.
Questo amplificatore consente all'ingresso un segnale di circa 30 mV (30.000 μV) senza che avvenga saturazione e quindi compressione nei picchi di sincronismo della emissione TV.
Poichè il guadagno dell'amplificatore è di 20 dB, avremo all'uscita un segnale di 300 mV pari a 0,3 V, qualora all'ingresso applicassimo il massimo di segnale consentito e cioè di 30 mV. Un segnale di tale entità è facilmente riscontrabile in zone ben servite dalla stazione emittente.
Non è difficile che nei pressi della stazione emittente, l'entità del segnale captato dall'antenna e presente alla determinazione della sua discesa sia superiore a questo valore.
In questo caso è assolutamente indispensabile che l'installatore provveda ad inserire tra discesa ed ingresso dell'amplificatore, un attenuatore opportunamente calcolato per evitare che l'entità del segnale superi il valore emesso dall'amplificatore (vedi tabelle per la realizzazione d'attenuatori). La rete di attenuazione creerà inoltre una precisa terminazione resistiva alla discesa di antenna e garantirà l'assenza di onde stazionarie.
L'amplificatore di fig. 57, come potrete notare ha ai morsetti di ingresso una rete di attenuazione incorporata nell'interno dell'apparecchiatura: essa è stata realizzata principalmente per garantire alla terminazione del cavo di discesa un carico resistivo costante ed assai vicino ai 75 Ω necessari per il minor rapporto di onde

Fig. 55 - Andamento della risposta di un miscelatore costituito da un filtro passa banda e da un filtro arresta banda. F_1 e F_2 sono i limiti della banda desiderata.

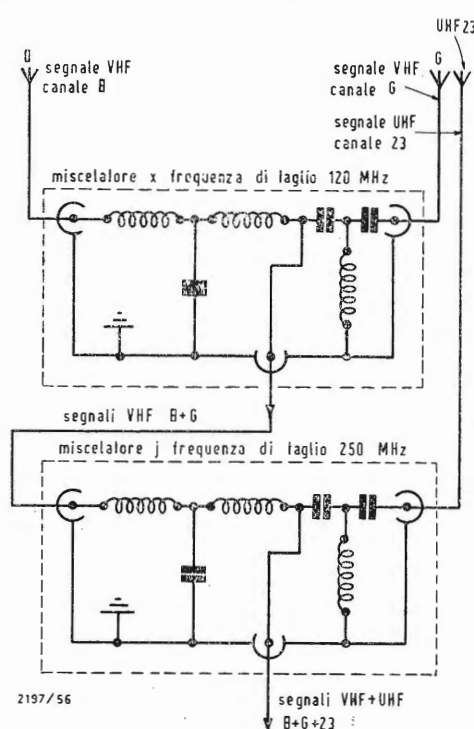



Fig. 56 - Esempio di miscelazione di tre segnali TV, uno sul canale B, il secondo sul canale G ed il terzo sul canale 23 UHF con l'uso di due miscelatori con filtri passa basso più passa alto.

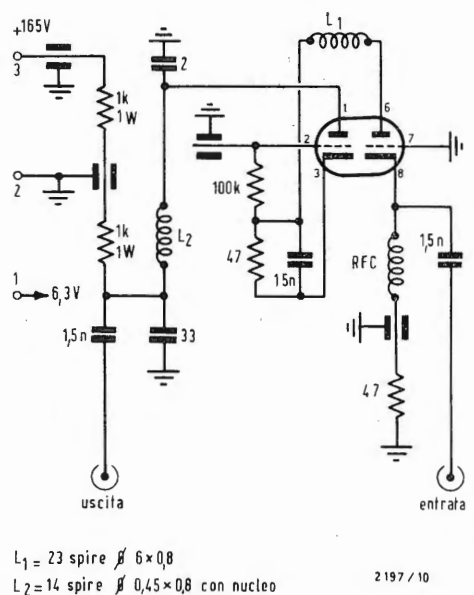



Fig. 57

stazionarie. Nonostante questa rete di attenuazione incorporata sarà necessario predisporre esternamente all'amplificatore un nuovo attenuatore qualora il segnale fosse superiore ai 30 mV massimi indicati.

La fig. 58 rappresenta la fotografia dell'amplificatore schematizzato in fig. 57. Un altro tipo di amplificatore VHF è costituito da una valvola E88CC ed una valvola E88C. Esso ha un guadagno di circa 35 dB (cioè una amplificazione di oltre 50 V) consente un segnale all'ingresso di 20 mV massimi e perciò può dare all'uscita un segnale massimo di circa 1 V.

Per la scelta di un amplificatore da inserire in un centralino, nel progettare un impianto centralizzato, occorre dunque tener conto dell'entità del segnale esistente alla terminazione della discesa d'antenna. È indispensabile che questo segnale non superi il valore massimo ammissibile all'ingresso dell'amplificatore se si vogliono evitare inconvenienti gravi dovuti alla saturazione e conseguentemente, alla compressione dei picchi di sincronismo:

a) mancanza di agganciamento dei sincronismi;
b) formazione di strisce orizzontali sull'immagine;
c) immagine disturbata e sporca;
d) modulazione incrociata delle immagini del 1° e del 2° programma (per cui sono visibili, più o meno intense, altre immagini sovrapposte).

Se quindi l'amplificazione richiesta, per una determinata rete di distribuzione, fosse superiore a quella ottenibile con l'uso di un amplificatore o più amplificatori collegati in cascata, tenendo conto del massimo segnale ammesso all'ingresso di ciascun amplificatore, sarà indispensabile sdoppiare la rete di distribuzione e, conseguentemente, disporre di due centralini (e quindi due complessi d'antenna) per alimentare tutte le prese dell'impianto.

Facciamo una serie di esempi pratici che renderanno più chiaro il condotto:

Riferiamoci allo schema di impianto di fig. 59 che comporta l'alimentazione di 80 prese poste in cascata su 8 colonne montanti. Per semplificare consideriamo che l'impianto serva le varie prese di utilizzazione con un solo segnale: 1° Programma VHF.

L'attenuazione totale per ciascuna delle prese finali *F* sarà:

1) attenuazione della presa, che appartiene al IV gruppo dB (10 prese inserite sulla stessa colonna) (vedi tabella fig. 32)	— 18
2) attenuazione del cavo (consideriamo che la frequenza del segnale da distribuire sia 200 MHz e di usare un cavo che a questa frequenza abbia una attenuazione di — 11 dB) m 100	— 11
3) attenuazione del separatore a 8 uscite posto al centralino (vedi tabella fig. 32)	— 17
Totale	— 46

Noi dobbiamo, con l'amplificazione al centralino, ottenere che alle prese finali *F* vi sia un segnale sicuramente utile nonostante l'attenuazione di — 46 dB.

Sappiamo che un segnale si può considerare utile, perchè perfettamente reversibile in un normale televisore, se la sua ampiezza si aggira sui 2 mV Pertanto se la terminazione della discesa d'antenna (e cioè all'ingresso dell'amplificatore) abbiamo un'intensità di segnale, captato dall'antenna ed attenuato dalla discesa di 10 mV, potremo, con l'uso di un amplificatore avente un guadagno di 35 dB ed un segnale massimo ammissibile di 20 mV, alimentare perfettamente le prese finali *F*. Ed infatti:

segnale all'ingresso dell'amplificatore		10 mV
guadagno dell'amplificatore	+ 35 dB	
attenuazione totale alle prese *F*	— 46 dB	
perdita complessiva alle prese *F*		— 11 dB
segnale presente alle prese *F* 10 mV — 11 dB = circa		2,5 mV

Qualora, invece, il segnale presente alla terminazione della discesa d'antenna fosse più scarso, ad esempio di 4 mV sarebbe necessario disporre di due amplificatori in cascata; uno ad esempio di 20 dB ed un secondo (collegato all'uscita del primo) di 35 dB. Però, si faccia attenzione, che in questo caso un segnale di 4 mV + 20 dB = 4 mV, valore non ammesso all'entrata dal 2° amplificatore: quest'ultimo può sopportare una tensione di segnale di soli 20 mV. Per evitare quindi la saturazione e gli inconvenienti sopra descritti occorrerà attenuare di almeno 6 dB (× 0,5) il segnale uscente dal primo amplificatore prima di inserirlo nel secondo, oppure disporre di un primo amplificatore avente un guadagno di soli 14 dB anzichè 20 dB.

Nell'accoppiamento di due amplificatori in cascata è però sempre consigliabile che l'uscita del primo e l'entrata del secondo siano caricate con un esatto carico resistivo per evitare che eventuali disadattamenti determinino onde stazionarie nel corto cavo di collegamento tra i due amplificatori. Ciò potrebbe creare l'autooscillazione di uno degli amplificatori e perciò nel caso succitato è da preferirsi l'uso di un primo amplificatore con un dugaagno di 20 dB ed eseguire il collegamento interponendo tra il primo ed il secondo un attenuatore da 6 dB che crea il carico resistivo accennato.

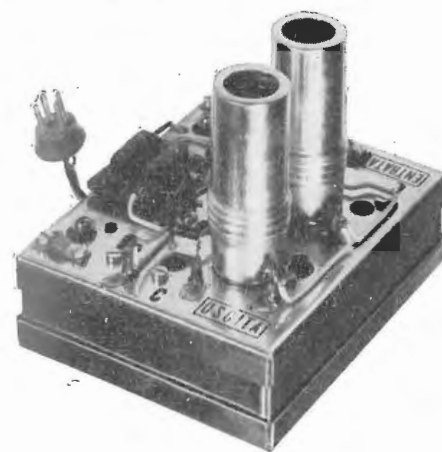



Fig. 58

11. - PARTICOLARI ACCORGIMENTI DA ESEGUIRE QUANDO L'AMPLIFICATORE IN UN CENTRALINO È DI GUADAGNO ELEVATO

Quando l'amplificazione richiesta è elevata (superiore ai 20 dB) in un centralino possono verificarsi, come già si è detto, spiacevoli inconvenienti tali da compromettere il buon funzionamento dell'impianto centralizzato.

È quindi sempre saggia decisione quella di progettare due o più impianti indipendenti là dove il numero delle utenze sia da considerarsi eccessivo e vi sia la possibilità fisica ed economica di realizzare questa scissione.

L'aumento del costo verrà sempre compensato dai minori fastidi che inevitabilmente saranno presenti volendo realizzare un singolo impianto con un'elevata amplificazione.

Gli inconvenienti che si incontrano nella realizzazione di un impianto centralizzato facente uso di amplificatori ad elevato guadagno sono i seguenti:

1) facilità di autooscillazione degli amplificatori;
2) differenze notevoli di segnale tra le prese collegate vicino ad un centralino rispetto a quelle poste lontane, alle terminazioni della rete di distribuzione.
3) irradiazione di segnale alle uscite degli amplificatori.

Ecco come limitare i suddetti inconvenienti, qualora, per ragione di economia o di spazio non si fosse potuto in sede di progetto, scindere l'impianto in due o più impianti indipendenti.

11.1. - Autooscillazione.

Essa determina l'annullamento totale del segnale amplificato, in quanto l'amplificatore diventa un generatore di segnale proprio di elevatissima intensità e tale da saturare i televisori collegati alla rete di distribuzione e per un raggio di parecchie decine di metri anche tutti gli apparecchi non collegati a quell'impianto centralizzato.

Un amplificatore autooscilla quando il segnale ai morsetti di uscita si irradia e viene captato dagli stessi morsetti di entrata. Occorre dunque accuratamente schermare il cavo di uscita da quello di entrata: evitare per lo meno che essi si incontrino o peggio, percorrano tratti anche brevi insieme.

Assicurarsi che le terminazioni di ogni colonna montante siano caricate, per evitare forti onde stazionarie, causa prima di irradiazioni. Eventualmente collegare resistenze di carico del valore di 100 Ω all'uscita ed all'ingresso dell'amplificatore (meglio se l'amplificazione è stata calcolata con una certa abbondanza, disporre reti di attenuazione sia all'ingresso che all'uscita dell'amplificatore).

11.2. - Differenze di segnale tra prese vicine e prese lontane.

Questo inconveniente deve essere previsto ed evitato in sede di progetto dell'impianto: occorre spezzettare quanto più possibile la rete di distribuzione in più colonne che alimentano ciascuna poche prese. Usare ad esempio separatori per la generazione di più colonne montanti che alimentano prese al centralino tenendo conto sempre delle attenuazioni dei riparatori e del cavo interposto. Basarsi, ad esempio, sul tipo di distribuzione a derivazioni successive. Una progettazione accurata della rete di distribuzione può permettere all'installatore accorto di realizzare un impianto complesso con prese aventi tutte lo stesso segnale.

11.3. - Irradiazione del segnale.

Anche quando un tale impianto, facente uso di amplificatori ad alto guadagno, sia ben distribuito e non presenti tendenze all'autooscillazione avrà l'inconveniente più o meno accentuato di emettere (irradiare) il segnale amplificato e presente ai morsetti di uscita dell'amplificatore.

L'inconveniente può causare la ricezione diretta del segnale a quei televisori posti nelle immediate vicinanze del centralino (siano essi collegati all'impianto o no). L'amplificatore funziona come ripetitore a ponte « caldo ». Esso riemette cioè il segnale ricevuto. Ne deriva una ricezione doppia con conseguente immagine sfuocata o sporca.

Non è facile ovviare a questo inconveniente; occorre evitare al massimo le onde stazionarie presenti nei cavi di distribuzione e cioè limitare al mimino le prese all'uscita ad ogni colonna montante. Preferire le distribuzioni a discese indipendenti e a separazioni successive. Schermare bene l'amplificatore o gli amplificatori in custodia metallica di buono spessore e messa a terra.

Tutti questi inconvenienti suggeriscono dunque di sdoppiare gli impianti quando le prese sono molte: creare cioè due o più impianti indipendenti ognuno dei quali con la propria antenna, il proprio centralino e la propria rete di distribuzione. Questo, generalmente è possibile, perchè quando le utenze sono molte ci si trova in caseggiati aventi più scale in ognuna delle quali si potrebbe creare un impianto completamente indipendente e capace di servire solo gli utenti di quella scala. Il vantaggio ulteriore che ne deriva è di limitare il fermo dell'impianto, in caso di guasto, ai soli inquilini di una scala anzichè di tutti gli inquilini del caseggiato.

A

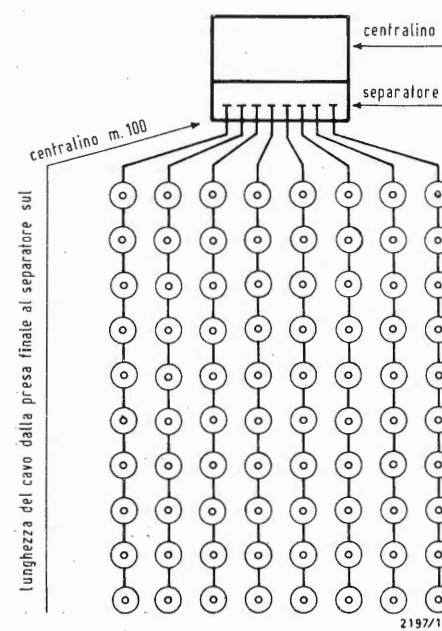
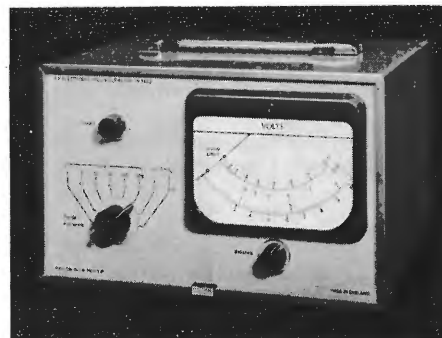



Fig. 59

per. ind. Adriano Covi

Millivoltmetro elettronico rf TF 2603 Marconi Instruments

Fotografia dello strumento

1. - INTRODUZIONE

Questo millivoltmetro segue come funzionamento il principio di raddrizzare il segnale che si misura, amplificare la tensione continua ottenuta e misurarla tramite uno strumento.
Altri tipi di strumenti usano invece il sistema di amplificare il segnale alternato in misura, quindi raddrizzarlo e poi misurarlo.
Ciascuno di questi due processi presenta i propri vantaggi: uno strumento realizzato secondo il principio di amplificare prima e raddrizzare e misurare poi il segnale, garantisce caratteristiche di alta precisione, sensibilità e stabilità; il punto debole è invece presentato dalla ristretta banda di funzionamento, generalmente non superiore ai 5 MHz; raramente, e solo dove si possa trascurare la precisione, si possono superare questi limiti.
Nell'altro tipo di funzionamento invece i limiti di frequenza, che nel primo caso sono limitati dallo stadio amplificatore, e precisamente dalla difficoltà di mantenere la risposta dell'amplificatore costante e lineare in una larga banda di frequenze, dipendono principalmente dallo stadio di ingresso che è generalmente costituito da un gruppo raddrizzante, e quindi con una opportuna scelta dei componenti si può giungere a frequenze molto più elevate.
Il tipo TF2603 utilizza come stadio raddrizzante due diodi a basso tempo di commutazione realizzando così una banda estesa dai 50 kHz ai 1500 MHz.
La sensibilità di questo strumento permette misure di tensione da 300 μV a 3 V; esso è completamente transistorizzato permettendo così l'alimentazione sia tramite rete che a mezzo batterie.

2. - DATI TECNICI

Campo di misura: da 1 mV a 3,16 V fondo scala in otto portate. Ingresso massimo 8 V.
Banda: da 50 kHz a 1500 MHz.
Precisione (200 kHz ÷ 50 MHz): 10 mV e portate più alte ± 3% a fondo scala, sulle portate da 3 mV a 1 mV ± 5% a fondo scala.
Risposta in frequenza: riferito a 200 kHZ; 50 kHZ a 200 kHz ± 0 — 0,5 dB; 50 MHz a 200 MHz ± 0,4 dB; 200 MHz a 900 MHz ± 1 dB; 900 MHz a 1500 MHz ± 2 dB.
Scale dello strumento: da 0 a 3 e da 0 a 10 virtualmente lineari, 127 mm di lunghezza. Calibrata valore efficace di onda sinusoidale. Scala speciale per la portata 1 mV. Scala da 0 a — 11 dB, 0 dB a fondo scala. Il commutatore di portatata è di 10 dB per scatto. La scala dei dB non è applicabile alla portata 1 mV.
Impedenza di ingresso: maggiore di 180 kΩ a 1 MHz e 1 V. Capacità di ingresso minore di 2,5 pF.

3. - DESCRIZIONE DELLO SCHEMA A BLOCCHI

Il millivoltmetro elettronico TF2603 è rappresentato nello schema a blocchi di fig. 1 e seguendo questo schema ci sarà facile comprenderne il funzionamento.
Il probe, nel quale sono contenuti i due diodi che costituiscono il gruppo raddrizzante di ingresso, è parte importante del millivoltmetro in quanto è esso con le sue caratteristiche a determinare le prestazioni dello strumento.
Esso è costituito di un corpo metallico del diametro di soli 13 mm e lunghezza di 90 mm. La risposta in frequenza del probe è piatta tra i 200 kHz e i 50 MHz per le altre frequenze le caratteristiche sono:
+ 0 — 0,5 dB da 50 kHz a 200 kHz,
± 0,4 dB da 50 MHz a 200 MHz,
± 1 dB da 200 MHz a 900 MHz,
± 2 dB da 900 MHz a 1500 MHz.
(vedi fig. 2).
Un particolare interessante del probe è che il taglio a 50 kHz è ottenuto tramite una deliberata riduzione del valore della capacità di ingresso e di filtro, questo accorgimento permette di collegare il probe anche a tensioni continue di 300 V senza che il picco di energia dovuto a questo danneggi i diodi.
Il probe è corredato da vari accessori che ne facilitano l'uso in casi particolari come misure su circuiti stampati dove i componenti sono poco accessibili; tra questi accessori è anche compreso un attenuatore 100 : 1 che permette di estendere il campo di misura sino ai 300 V.
La risposta del probe coincide con il valore efficace per misure di tensione inferiori ai 30 mV.

Nel campo da 0,5 V a 3 V il valore della tensione di uscita coincide con quello di picco a picco della tensione misurata.
La tensione di uscita del probe varia tra i 2,5 μV a 8,2 V rispettivamente per 300 μV e 3,16 V di ingresso; questo rende necessario per avere una scala lineare sullo strumento, che l'amplificatore abbia una curva di risposta opposta a quella del probe in modo da ottenere in totale una risposta lineare.
Il probe ha l'uscita simmetrica alla regolazione di bilanciamento; il segnale in corrente continua viene poi applicato all'ingresso dell'attenuatore bilanciato. Il segnale all'uscita di questo viene quindi choppato. Tra gli amplificatori in continua il tipo a chopper è tra i più sicuri, e quello in grado di assicurare meglio un'assoluta protezione da deriva, la quale è per altri tipi di amplificatori in continua un problema costante.
La disposizione adottata, cioè il circuito di ingresso bilanciato rispetto a terra, offre numerosi vantaggi primo dei quali è che la tensione di rumore a bassa frequenza presente all'ingresso dell'attenuatore viene meno probabilmente choppata e viene meno facilmente amplificata che non nel caso di un sistema non bilanciato.
Il chopper, che lavora ad una frequenza di 100 Hz, è di tipo elettromeccanico con caratteristiche superiori ai tipi a transistor e ai photo-chopper nei quali il rumore è molto più elevato che non nel tipo adottato.
Il segnale alternativo all'uscita del chopper viene inviato in uno stadio ad alta impedenza.
L'alta resistenza comporta però un inevitabile segnale di rumore elevato. Per evitare ciò si è utilizzato un resistore di valore relativamente basso, quindi con basso rumore, e si è poi tramite una reazione positiva incrementato il valore effettivo del resistore.
I primi quattro transistor dell'amplificatore che segue sono del tipo a basso rumore e funzionano con bassi valori di corrente di collettore e bassa tensione tra base e collettore.
L'amplificatore a basso rumore è seguito da un filtro con banda passante 100 Hz.
Esso è del tipo CR a più stadi, e la sua funzione è di restringere la banda passante dell'amplificatore in modo da ridurre la tensione di rumore presente all'uscita dello stesso.
Il segnale presente all'uscita del filtro viene ulteriormente amplificato e quindi vien trasformato in tensione continua (fino ad ora era sotto forma di segnale alternativo a 100 Hz) dal demodulatore.
Il circuito linearizzante che segue a questo è costituito da un sistema formatore a diodi al silicio, il quale, in

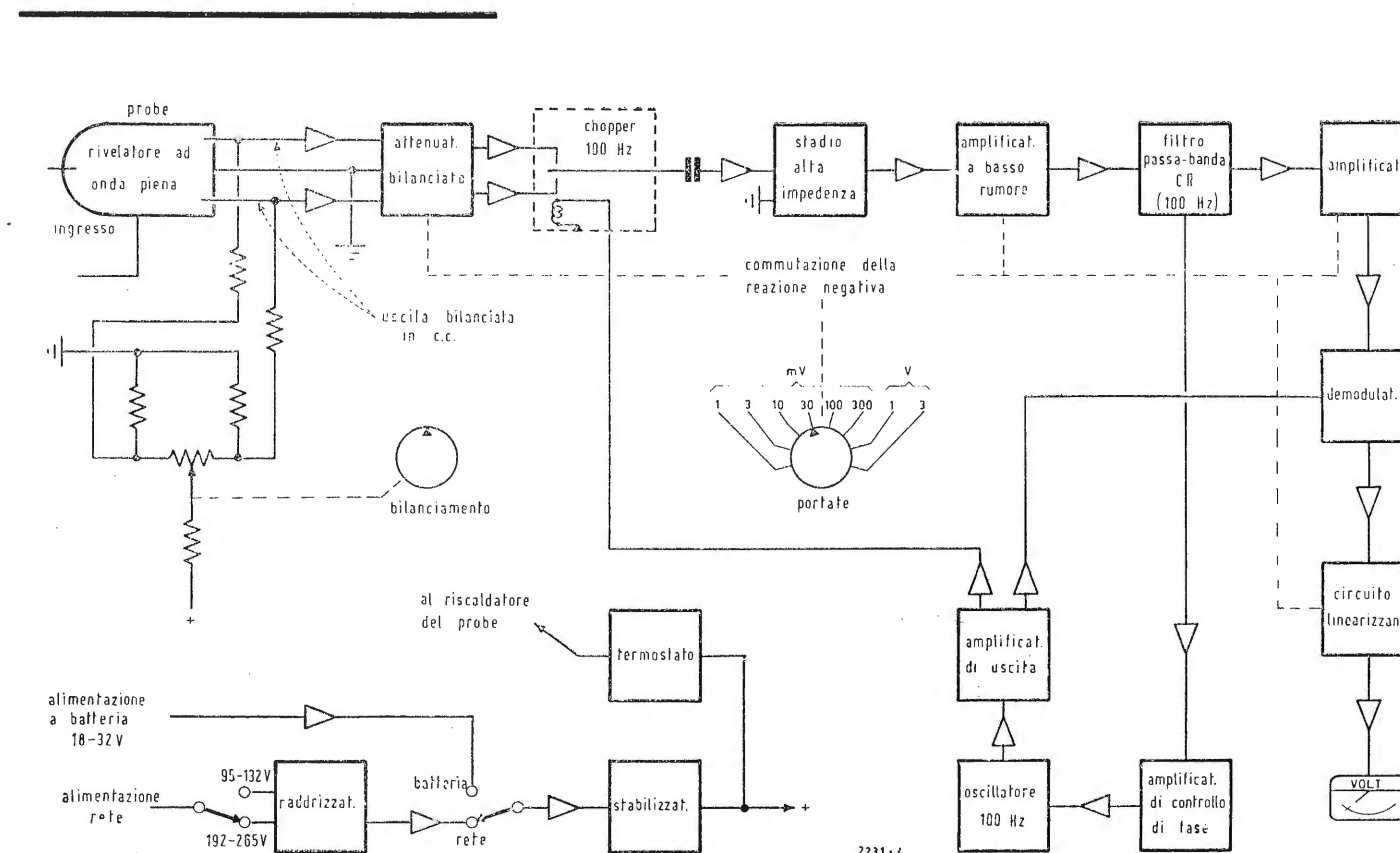



Fig. 1 - Schema a blocchi del millivoltmetro elettronico R.F. tipo TF2603.

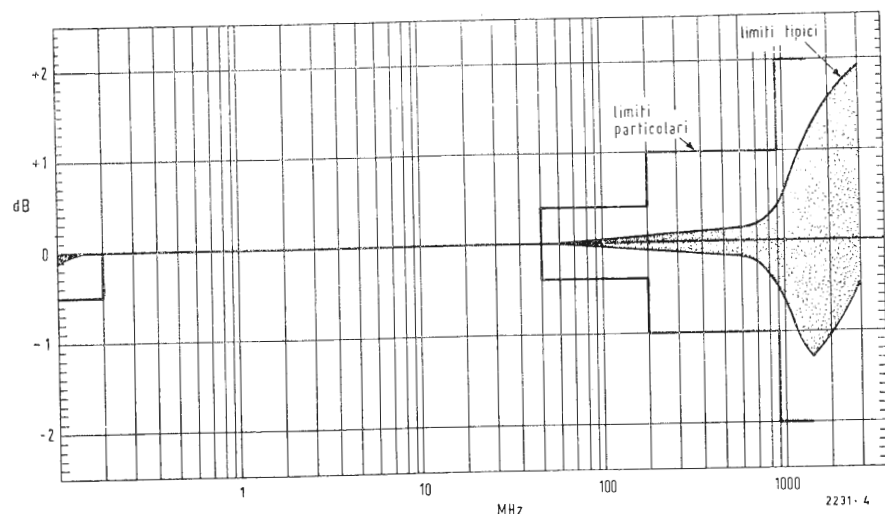



Fig. 2 - Tipica risposta del probe TF2603. Questo diagramma presume che: il probe sia direttamente connesso al punto «caldo» sotto misura e che il collegamento a terra della crcassa del probe abbia resistenza e induttanza trascurabili.

pratica, ha l'effetto di shuntare in modo via via crescente lo strumento man mano che ci si avvicina a valori di tensione applicata allo strumento indicatore, tale da portarlo a valori di fondo scala.

Al circuito linearizzante segue infine lo strumento. Parliamo ora dei circuiti di controllo e ausiliari; al fine di permettere l'alimentazione a mezzo batterie, il chopper viene comandato tramite un oscillatore a 100 Hz; di conseguenza è stato scelto un chopper di tipo a risonanza meccanica in quanto tra questo genere di componenti, è il tipo che richiede minor potenza di comando; d'altra parte presenta però uno svantaggio, infatti delle variazioni di temperatura possono causare piccole variazioni della frequenza di risonanza del sistema ad elevato Q meccanico, il che si traduce infine in uno spostamento di fase tra la frequenza di comando del chopper, che non è influenzata dalla temperatura, e il segnale choppato.

Questo potrebbe portare ad errori delle indicazioni dello strumento superiore all' 1%, in quanto la frequenza delle interruzioni di tensione del demodulatore è in fase con l'oscillatore di comando. Per prevenire questo, un campione del segnale choppato viene prelevato dal filtro *CR*, amplificato e usato per controllare l'oscillatore.

In altre parole tramite l'amplificatore di controllo di fase si controllano le oscillazioni, cosicchè qualsiasi variazione di frequenza di risonanza meccanica si riflette sull'oscillatore di comando impedendo così qualsiasi variazione di fase ed il conseguente errore.

Il probe è pure protetto contro qualsiasi variazione di sensibilità dovuta a variazioni della temperatura, grazie ad un riscaldatore (che è all'interno del probe stesso) ed a un termostato.

Infatti l'uscita del probe decresce quando la temperatura scende al di sotto dei 20°C, il termostato provvede a mantenere la temperatura al di sopra dei 20°C, ed interrompe la corrente nel riscaldatore quando la temperatura supera i 33°C per evitare che questa sia fastidiosa per le mani dell'operatore.

Lo strumento come abbiamo detto può essere alimentato sia tramite batterie che a mezzo della rete; a questo scopo, oltre che un circuito di stabilizzazione è previsto un circuito raddrizzante per la tensione alternata che viene inserito od escluso secondo il tipo di alimentazione scelto.

4. - COMANDI

I comandi sono solamente due:
— il controllo di bilanciamento,
— il commutatore di portata.

Il primo non ha effetto sulle portate dai 30 mV in su, ne ha molto poco sui 10 mV.

Il suo scopo è di bilanciare i pochi microvolts di corrente continua presenti all'ingresso del chopper che sono dovuti a effetto termico, e che si sviluppano all'interno del probe, dell'attenuatore o del chopper. Questo comando è molto importante sulla portata di 1 mV e, anche se in minor modo, su 3 mV.

Perciò quando si misura sulla portata dei 10 mV, è consigliabile commutare temporaneamente sulla portata di 1 mV, assicurarsi che la tensione R.F. di ingresso sia 0, e regolare il bilanciamento controllando lo zero della lancetta dello strumento.

Il secondo è interessante in quanto è realizzato non commutando solamente

l'attenuatore, ma anche l'ammontare della controreazione negativa applicata al sistema amplificatore.

In tal modo la sensibilità è variata mantenendo il grado di reazione negativa appropriato alla portata, e non determinandolo in base alle richieste della portata più bassa per poi mantenerlo anche per tutte le altre.

Questo sistema garantisce il massimo di stabilità a lungo termine.

5. - ACCESSORI

Il millivoltmetro è fornito di vari accessori tra i quali:
— Un moltiplicatore 100 : 1 (tipo TM7947)
— Un adattatore *N* con chiusura (tipo TN7949)
— Un adattatore *N* senza chiusura (tipo TM7950)
— Un connettore coassiale a *T* (tipo TN7948)

Il moltiplicatore come abbiamo già accennato permette di misurare tensioni da 30 mV a 300 V con un impedenza considerevolmente più elevata di quanto si potrebbe ottenere con un voltmetro con diodo a tubo termoionico. Il campo di frequenza del moltiplicatore si estende da 500 kHz a 500 MHz.

L'adattatore *N* con chiusura consiste di un innesto a 50Ω contenente un resistore che presenta una chiusura verso massa di 50Ω.

L'adattatore *N* tipo TM7950 è identico in funzioni al tipo precedente solo che non presenta chiusura verso massa.

Il connettore coassiale a *T* permette misure di tensione in sistemi coassiali a 50Ω.

6. - APPLICAZIONI

Questo millivoltmetro può realizzare una gran quantità di misure alcune delle quali sono ottenibili solo con questo tipo di strumento. Applicazioni tipiche sono:

— Misure di bassi livelli di tensione in circuiti a semi-conduttori e in particolare transistori e diodi tunnel.

— Misure dei parametri dei transistor, per esempio la frequenza di taglio nella regione dai 500 ai 1500 MHz.

— Misure di distorsione sono possibili in un largo campo di frequenze, la percentuale di distorsione relativa al segnale totale = 100 V_1/V_2 dove V_1 = tensione dovuta alle armoniche e V_2 = tensione dovuta alle armoniche più la fondamentale.

— Per quante precauzioni si prendano, la retroazione e l'inclusione di resistenze di blocco, in un amplificatore video multistadio a larga banda si possono sviluppare oscillazioni spurie la cui frequenza può essere compresa tra 1 e 1000 MHz.

Una ricerca con un ricevitore sintonizzato è lunga e noiosa, ma una spira collegata al probe e posta vicino a ciascuna parte del circuito quando questo è in funzione può accertare se le oscillazioni indesiderate sono presenti e quindi porvi rimedio.

— La sintonizzazione di amplificatori a stretta banda, filtri e altri circuiti dove una molteplicità di circuiti di sintonia richiedono taratura, è facile da farsi usando la più sensibile portata del millivoltmetro. Il probe può essere collegato ai conduttori del circuito e si può procedere alla sintonizzazione dei circuiti per il massimo di indicazione dello strumento grazie al basso accoppiamento usato: anche rimuovendo il probe si avrà un effetto trascurabile, e anche qualora sia necessaria una correzione questa sarà molto piccola.

— Misure della curva di risposta di filtri, ed in particolare nel caso di filtri arresta banda, possono essere eseguite senza eccessive richieste di tensione al generatore.

Per esempio una attenuazione di 50 dB può essere misurata usando un generatore capace di erogare 0,1 V all'ingresso del filtro. *A*

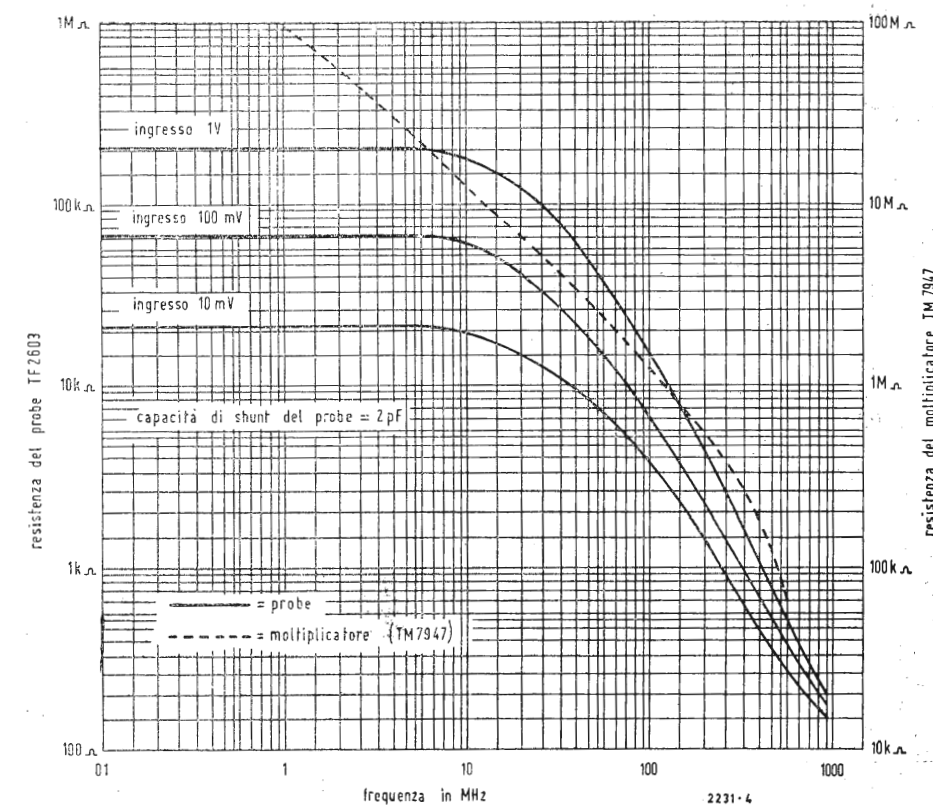



Fig. 3 - Tipica resistenza di ingresso del probe e del moltiplicatore.

dott. ing. Fabio Ghersel

La microelettronica e i transistori ad effetto di campo

(continuazione e fine della parte terza)

Principi sui transistori a effetto di campo

3.8. - Curve caratteristiche

È possibile tracciare per i transistori ad effetto di campo delle *curve caratteristiche* in modo analogo a quanto si fa per i transistori bipolari.
Una famiglia di curve che viene data sempre dal costruttore è la *caratteristica di assorbitore* (in regime statico, nella inserzione con sorgente comune) cioè quella famiglia di curve che rappresentano l'andamento della corrente di assorbitore in funzione della tensione assorbitore-sorgente per differenti valori (costanti) della tensione di porta, indicata in figura 3-8 per i quattro tipi di transistori ad effetto di campo (vedi anche figure 3-4 e 3-5).
Il costruttore dà anche di solito una seconda famiglia di caratteristiche di assorbitore, cioè quelle ingrandite nella zona per basse V_{AS}.
Su questa famiglia di curve si possono osservare due regioni di funzionamento. Nella prima la corrente I_A cresce notevolmente (per ogni data V_{PS}) all'aumentare della V_{AS}: questa è la *regione di funzionamento come triodo*, ed è detta anche *regione ohmica*.
Nella seconda la corrente I_A diventa relativamente indipendente da un ulteriore aumento di V_{AS}: questa è la *regione di funzionamento come pentodo*, ed è detta anche *regione di interdizione* nei tipi (a canale P e a canale N) per rarefazione, e *regione di saturazione* nei tipi (a canale P e a canale N) per accrescimento. Le due regioni sono separate dal luogo delle tensioni di interdizione assorbitore-sorgente [vedi paragrafo 3.10a].
Nell'impiego quale amplificatore il transistore ad effetto di campo viene fatto di solito lavorare nella regione di funzionamento quale pentodo, cioè oltre il ginocchio della caratteristica di assorbitore. Nella regione ohmica d'altro canto il transistore ad effetto di campo può trovare una nuova e speciale applicazione, essendo la resistenza fra sorgente e assorbitore determinata dalla tensione della porta, quale *resistenza ohmica controllata elettronicamente*.
È da osservare che si possono progettare i transistori ad effetto di campo in modo da ottenere curve caratteristiche adatte a particolari applicazioni: stabilendo adatti profili per le impurità nella regione del canale si possono ottenere dispositivi con curve caratteristiche con pendenza ripida o variabile (i profili convenzionali danno dei dispositivi a pendenza ripida, mentre per ottenere dispositivi a pendenza variabile possono essere usate le tecniche epitassiali).

3.9. - Stabilità termica

Il problema della stabilità in funzione della temperatura ambiente e della potenza dissipata è diverso nei transistori a effetto di campo rispetto a quanto avviene nei transistori a giunzione bipolari. Il problema della stabilità all'aumentare della temperatura è anche diverso nei diversi tipi di transistori ad effetto di campo.
In generale la variazione della corrente di assorbitore con la temperatura in un transistore a effetto di campo è determinata da due fattori. Il primo è la diminuzione della mobilità dei portatori di cariche di maggioranza al crescere della temperatura. I portatori di maggioranza si muovono meno liberamente nella struttura cristallina, ossia, per una data intensità di campo, la loro velocità è ridotta. L'effetto può anche essere considerato quale un aumento della resistività del materiale semiconduttore nel canale.
Questo tende a far diminuire la corrente di assorbitore I_A all'aumentare della temperatura. La diminuzione può essere dell'ordine di $0,6 \div 0,8\,\%/°C$ per i transistori al silicio.
Il secondo fattore è la diminuzione della estensione dello strato di rarefazione generato termicamente sulla giunzione porta-canale. Lo spessore della barriera generata termicamente diminuisce all'aumentare della temperatura tendendo a far aumentare I_A all'aumentare della temperatura. L'aumento è equivalente ad un aumento della tensione di interdizione porta-sorgente che può essere dell'ordine di $2,2 \div 2,5$ mV/°C per i transistori al silicio. Questo secondo effetto può essere considerato anche quale una diminuzione della tensione di interdizione porta-sorgente.
I due fattori agiscono in direzioni opposte. La diminuzione della mobilità dei portatori di maggioranza (l'aumento della resistività del silicio nel canale) tende a diminuire I_A; la diminuzione dello spessore dello strato di rarefazione (la diminuzione della tensione di interdizione) tende ad aumentare I_A.
In conclusione nei transistori ad effetto di campo la variazione della I_A con la temperatura può presentare segni opposti, ossia si può avere un aumento o una diminuzione della I_A all'aumentare della temperatura: se si trovano le condizioni (per esempio con una adatta scelta del punto di polarizzazione) per cui i due effetti si cancellano, il transistore non presenta nessuna variazione di I_A con la temperatura.

3.10. - Parametri principali

a) *Parametri in corrente continua.*
Un primo gruppo di parametri definisce il comportamento generale del transistore in corrente continua, ossia in regime statico.
La *tensione di interdizione* $V_{(PS)i}$ è la tensione *porta-sorgente* in corrispondenza alla quale la corrente sorgente-assorbitore è ridotta a zero (il canale è completamente rarefatto).
Come si vede dalle figure 3-4, 3-5 e 3-8 la $V_{(PS)i}$ è positiva nei tipi a canale P per rarefazione e nei tipi a canale N per accrescimento, è negativa nei tipi a canale P per accrescimento e nei tipi a canale N per rarefazione.
Si usa considerare una seconda *tensione di interdizione*, quella *assorbitore-sorgente* $V_{(AS)i}$, in corrispondenza della quale (per una data V_{PS}) la curva caratteristica di assorbitore (per una data V_{PS}) passa dalla regione di funzionamento come triodo alla regione di funzionamento come pentodo.
In figura 3-8 è stato indicato tratteggiato il luogo delle tensioni di interdizione assorbitore-sorgente.
Le *tensioni di rottura* $V_{(BR)}$... danno, come nei transistori bipolari, una indicazione delle tensioni critiche sul transistore. I tre indici seguenti dipenderanno dalle varie combinazioni degli elettrodi e dei collegamenti. Ricordiamo

Fig. 4-1. Stadio amplificatore con transistore canale N per rarefazione alimentato con un tensione positiva, con carico resistivo, in classe A
a) nell'inserzione con sorgente comune;
b) nell'inserzione con porta comune;
c) nell'inserzione con assortitore comune;
d) nell'inserzione con bootstrap (bootstrap con assorbitore comune).

che, analogamente a quanto si fa con i transistori bipolari, quando ci siano tre indici maiuscoli, dopo una V od una I, i primi due indici si riferiscono ai due terminali fra i quali si applica la tensione o attraverso i quali passa la corrente. Il terzo indice può essere O, R, S, X (in Germania si usa V al posto di X). O indica che il terzo terminale non nominato è aperto. R indica che fra il terzo terminale non nominato e il secondo terminale è posta una resistenza. S indica che il terzo terminale non nominato è in corto circuito col secondo terminale. X indica che fra il terzo terminale non nominato e il secondo è applicata una tensione di polarizzazione in senso inverso.
La corrente I_{PSS} è la corrente porta-sorgente quando l'assorbitore è in corto circuito con la sorgente, ossia la I_{PS} per $V_{AS} = 0$.
La corrente I_{ASS} [indicata nella figura 3-8*a*)] è la corrente assorbitore-sorgente quando la porta è in corto circuito con la sorgente, ossia la I_{AS} per $V_{PS} = 0$ (nella zona di funzinamento come pentodo, ossia per $V_{AS} > V_{(AS)i}$).

Fra la corrente di assorbitore I_{AS} e la corrente I_{ASS} esiste con buona approssimazione la relazione:

$$I_{AS} = I_{ASS}\left(1 - \frac{V_{PS}}{V_{(PS)i}}\right)^2 \qquad (3\text{-}1)$$

che indica che la curva $\dfrac{I_{AS}}{I_{ASS}}$ in funzione di $\dfrac{V_{PS}}{V_{(PS)i}}$ è una parabola.

b) *Parametri in corrente alternata.*
Tre parametri importanti del transistore ad effetto di campo nel funzionamento con piccoli segnali alternati sono il fattore di amplificazione μ, la resistenza differenziale di assorbitore r_a e la conduttanza mutua g_m (le considerazioni che seguono sono anche applicabili ai tubi elettronici, purchè si sostituisca placca ad assorbitore, catodo a sorgente, griglia a porta).
Il *fattore di amplificazione* μ è il rapporto fra una piccola variazione della tensione di assorbitore e una piccola variazione della tensione di porta in senso inverso per poter mantenere costante la corrente di assorbitore:

$$\mu = \left|\frac{d V_A}{d V_P}\right| \quad \text{per } I_A = \text{costante}. \qquad (3\text{-}2)$$

Questo significa che se per ottenere una variazione di I_A (una i_a) di 1 mA occorre aumentare la V_P di 1 volt, per avere lo stesso aumento di I_A (la stessa i_a) agendo sulla V_A occorrerà aumentare la V_A di μvolt.
La (3-2) può anche essere espressa in funzione delle tensioni e correnti alternate (per piccoli segnali):

$$\mu = \left|\frac{v_a}{v_p}\right| \quad \text{per } i_a = 0. \qquad (3\text{-}3)$$

La μ è la massima amplificazione di tensione che il dispositivo è capace di dare in condizioni ideali.
La *resistenza differenziale di assorbitore* (assorbitore-sorgente) r_a è il rapporto fra una piccola variazione della tensione di assorbitore e la piccola variazione della corrente di assorbitore che essa produce, per tensione di porta costante:

$$r_a = \left|\frac{d V_A}{d I_A}\right| \quad \text{per } V_P = \text{costante}. \qquad (3\text{-}4)$$

La r_a non è costante ma varia da punto a punto della caratteristica $V_{AS} - I_A$, al variare della V_{AS} applicata; essa è la resistenza del circuito di assorbitore ad una piccola tensione alternata sovrapposta a quella continua di polarizzazione.
La (3-4) può anche essere espressa in funzione delle tensioni e correnti alternate (per piccoli segnali):

$$r_a = \left|\frac{v_a}{i_a}\right| \quad \text{per } v_p = 0. \qquad (3\text{-}5)$$

La *conduttanza mutua* $g_m = Y_{21s}$ è il rapporto fra una piccola variazione di corrente di assorbitore e la piccola variazione di tensione di porta che la produce, per tensione di assorbitore costante:

$$g_m = \left|\frac{d I_A}{d V_{PS}}\right| \quad \text{per } V_A = \text{costante} \qquad (3\text{-}6)$$

Espressa in funzione delle tensioni e correnti alternate (per piccoli segnali) diventa:

$$g_m = \left|\frac{i_a}{v_p}\right| \quad \text{per } v_a = 0. \qquad (3\text{-}7)$$

Fra μ, r_a, g_m esiste la relazione:

$$\mu = \frac{v_a}{v_p} = \frac{v_a}{i_a}\,\frac{i_a}{v_p} = r_p\, g_m. \qquad (3\text{-}8)$$

Un altro parametro in corrente alternata è la *frequenza massima di oscillazione*. Per la f_{max} (in MHz) vale la formula approssimata:

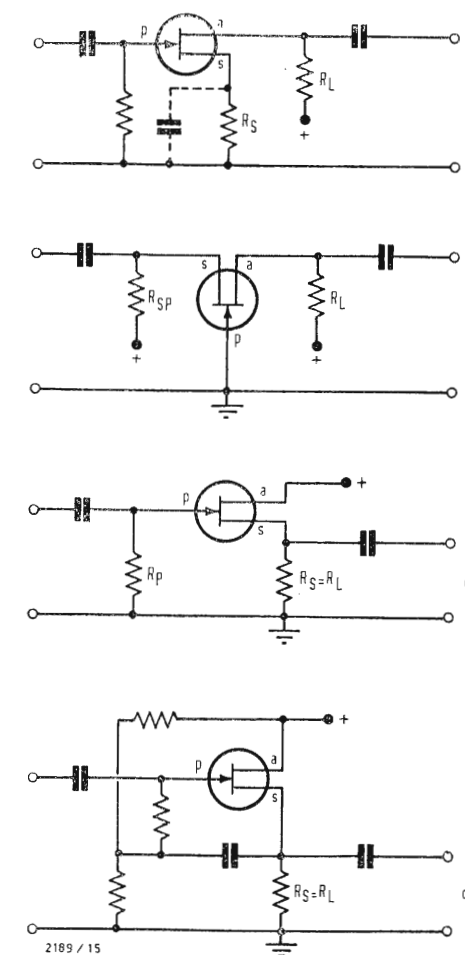
$$f_{max} = \frac{g_m}{2\,\pi\, C_{ap}}. \qquad (3\text{-}9)$$

Per esempio per una g_m di 2 mA/V e una capacità assorbitore-porta C_{ap} di 0,7 pF la f_{max} è:

$$f_{max} = \frac{2 \times 10^{-3}}{2\pi \times 0{,}7 \times 10^{-6}} = 455 \text{ MHz}.$$

BIBLIOGRAFIA PARTE TERZA

(3) - LEONCE J. SEVIN: *Field-effect transistors* (libro). McGraw-Hill, 1965.

(3.2) - SHOCKLEY: *A unipolar "field-effect" transistor*. Proc. IRE, Nov. 1952, pp. 1365-1377.

BOCKMUEHL: *Analysis of field-effect transistors with arbitrary charge distribution.* Trans. IEEE, vol. ED, 10, Jan. 1963, pp. 31-34.

WALLMARK: *The field-effect transistor —A review.* RCA Review, Dec. 1963, pp. 641-660.

GREENE, SOLDANO: *Increasing the accuracy of MOS calculations.* Proc. IEEE, Sept. 1965, pp. 1241-1242.

(3.3) - *Field effect transistors.* Part 1 (Devices, quattro articoli). Electronics, Nov. 30, 1964, pp. 45-68.

WILHELMY: *Feldeffekt-Transistoren.* Funkschau, Feb. 1965, Heft 4, pp. 79-82.

(3.4) - *MOS FET in search of a symbol.* Electronics, Dec. 14, 1964.

(3.7) - OLSEN: *Equivalent circuit for a fieldeffect transistor.* Proc. IEEE, Jan. 1963, p. 254.

WHITE, GALLAGHER: *MOS small signal equivalent circuit.* Proc. IEEE, March 1965, pp. 314-315.

TROFIMENKOFF: *An FET equivalent circuit.* Proc. IEEE, april 1965, p. 419.

HAUSER: *Small-signal properties of field-effect devices.* Trans. IEEE, vol. ED - 12, N. 12, Dec. 1965.

(3.8) - BÖSENBERG: *Transfer characteristics of field-effect transistors.* RCA Review, Dec. 1963, pp. 688-704.

TODD: *Curve tracer for field-effect transistors.* Electronic industries, Sept. 1965, pp. 130-134.

(3·9) - HOERNI: *Conditions for a temperature compensated silicon field effect transistor.* Proc. IEEE, July 1963, pp. 1058-1059. SEVIN: *Effect of temperature of FET characteristics.* Electro-technology, A- pril 1964, pp. 103-107.

EVANS: *Biasing FET's for zero DC drift.* Electro-technology, Aug. 1964, pp. 93-96.

HEIMAN, etc.: *Temperature dependence of n-type MOS transistors.* Trans. IEEE, Vol. ED, March 1965, pp. 142-148.

TARNAY: *Temperature dependence of the current of the field effect transistors in the pinch-off region.* Proc. IEEE, May 1965, pp. 485-486.

TODD: *Presence of negative resistance in FET output characteristics.* Proc. IEEE, May 1965, p. 508.

TODD: *Negative resistance in FET's: an aid or an ailment.* Electronics, July 26, 1965, pp. 57-61.

MITCHELL, DISTRICK: *Stability effects in MOS enhancement transistors.* Solid state design, Nov. 1965, pp. 19-22; anche *RCA* Pubblication ST - 2828.

TODD: *Simplify de amplifier design by using FET's.* Electronic design, N. 3, Feb. 1, 1966, pp. 64-68.

(3.10) - SAH: *Theory of low-frequency generation noise injunction-gate FET's.* Proc. IEEE, July 1964, pp. 795-8 14.

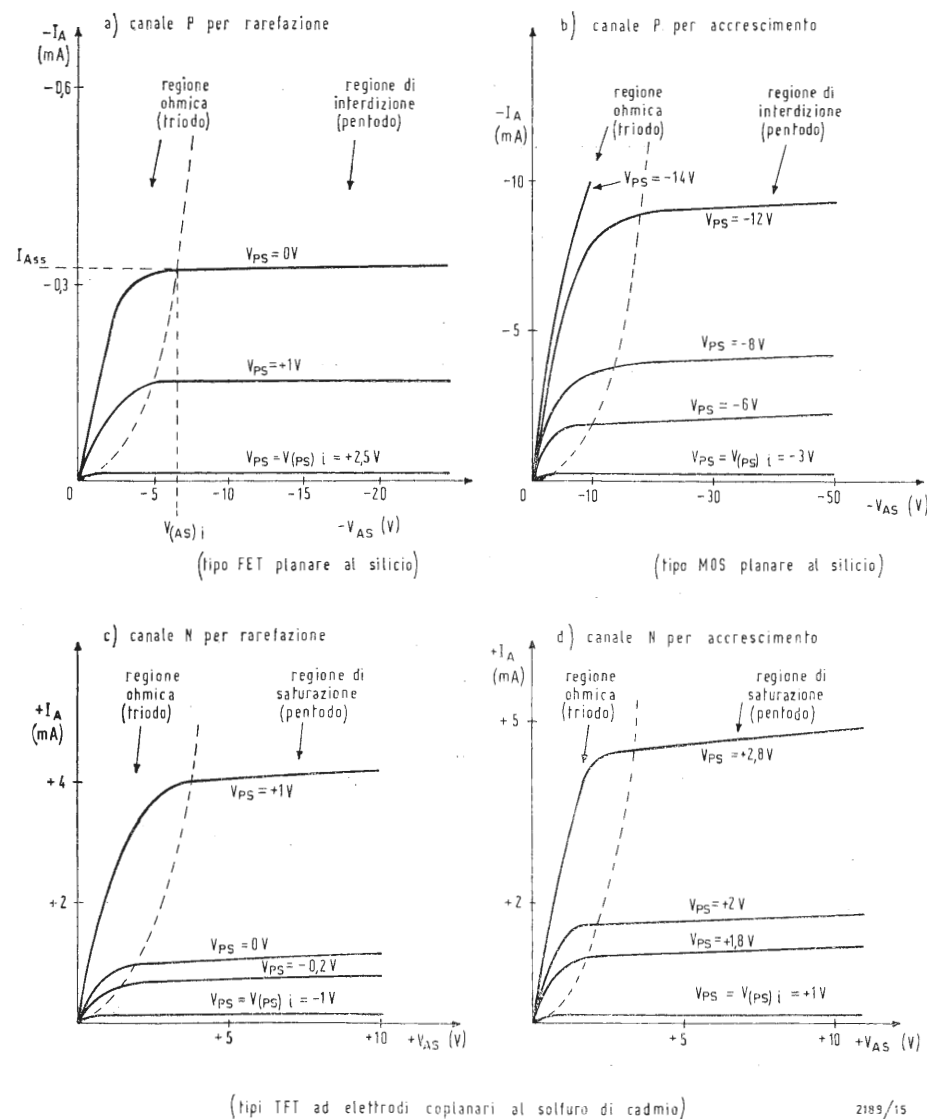



Fig. 3-8. Andamento delle curve caratteristiche di assorbitore (I_D in funzione di V_{AS} per vari valori di V_{PS}).

Applicazioni dei transistori ad effetto di campo

4.1. - Generalità

Le particolari caratteristiche dei transistori ad effetto di campo li possono rendere utili in moltissime applicazioni.

A parte la altissima impedenza di ingresso, che può rappresentare spesso un vantaggio, ma talvolta anche uno svantaggio (per le difficoltà di adattamento quando si voglia accoppiarli a circuiti con transistori bipolari in circuiti di bassa frequenza e video) i vantaggi e gli svantaggi dei transistori ad effetto di campo rispetto ai transistori bipolari si possono così riassumere.

I *vantaggi* sono dati in BF dal maggiore guadagno di potenza, dalla minore potenza spesa per la polarizzazione, dal basso rumore, dal fatto che la loro capacità cambia poco con la temperatura; in RF dall'ottimo comportamento rispetto alla modulazione incrociata e dalla ottima regolazione automatica di guadagno (*RAG*) possibile.

Gli *svantaggi* consistono nel loro maggior prezzo, nelle maggiori tolleranze dei parametri, in RF dalla loro minore f_T, dalla necessità di neutralizzazione, dal guadagno minore. Una parola a parte fra gli svantaggi riguarda un inconveniente dei transistori ad effetto di campo a porta isolata (fortunatamente non presentato dai FET a giunzione).

I transistori ad effetto di campo a porta isolata sono dispositivi fragili. Il sottile strato della porta, al quale si deve l'alta impedenza di ingresso, si può rompere facilmente, quando la differenza di potenziale fra porta e sorgente superi i valori ammessi. Si raccomanda perciò speciale cura durante l'immagazzinamento (evitare di muoverli su e giù in un contenitore di plastica per evitare la generazione di cariche elettrostatiche), durante il maneggio (evitare di toccare la porta con apparecchi, oggetti, condensatori, aventi cariche elettrostatiche), durante la saldatura (possibilmente avvolgere un filo conduttore attorno ai tre elettrodi per collegarli assieme prima della saldatura, e toglierlo poi, per evitare cariche statiche dal saldatore), in funzionamento (evitare transitori di tensione sulla porta).

Non vi è dubbio che questo inconveniente verrà via via ridotto nel futuro e le precauzioni indicate saranno man mano considerate non necessarie col progredire delle tecniche di costruzione dei transistori a porta isolata.

In conclusione possiamo dire che i transistori ad effetto di campo non si presentano per soppiantare i transistori bipolari normali, ma ad integrarli e a permettere migliori prestazioni in particolari circuiti e applicazioni. In questa parte, dopo aver esaminato alcuni parametri del funzionamento del transistore ad effetto di campo quale amplificatore in classe *A* nelle varie inserzioni, accenneremo in particolare alle applicazioni dei transistori ad effetto di campo negli amplificatori, nei radioricevitori, nei televisori.

4.2. - Amplificazione

Vogliamo ora considerare il transistore ad effetto di campo con particolare riferimento alla sua funzione di amplificazione.

Valgono qui le stesse classificazioni degli amplificatori già usate nei tipi che impiegano transistori bipolari, in amplificatori *ad un solo stadio* e *a più stadi*, *aperiodici* e *selettivi*, *in bassa frequenza* e *in alta frequenza*, *in classe A, B, C*.

I transistori ad effetto di campo si possono, analogamente ai transistori bipolari, *accoppiare* a resistenza e capacità, a trasformatore, con accoppiamento diretto, e *collegare* in cascata in parallelo e in controfase.

Per una descrizione delle classificazioni degli amplificatori e dei tipi di accoppiamento e di collegamento rimandiamo al capitolo decimo del libro « I transistori, principi e applicazioni » già ricordato.

Esaminiamo più in dettaglio alcuni parametri di un amplificatore, nelle varie inserzioni, riferendoci ad un transistore a canale N per rarefazione (vedi anche figura 3-5) alimentato con una tensione positiva, e inoltre ad un amplificatore ad un solo stadio, in classe A, con carico resistivo.

a) *inserzione con sorgente comune.*

Il circuito amplificatore corrispondente all'inserzione con sorgente comune è indicato in figura 4-1 *a*). Il segnale di ingresso viene applicato fra sorgente e porta e il segnale di uscita viene prelevato fra sorgente e assorbitore; il terminale di ingresso è la porta e il terminale di uscita è l'assorbitore.

L'amplificazione di tensione A_s (senza controreazione) è data da:

$$A_s = \frac{g_m r_a R_L}{r_a + R_L} = \frac{\mu R_L}{r_a + R_L} \qquad (4\text{-}1)$$

dove g_m è la conduttanza mutua porta-assorbitore, r_a la resistenza differenziale di assorbitore, R_L la resistenza effettiva di carico, μ il fattore di amplificazione.

Quando si impieghi una resistenza di sorgente R_S non bypassata (senza condensatore di fuga in parallelo) per introdurre una reazione negativa proporzionale alla corrente di uscita la A_s diviene:

$$A_s' = \frac{g_m r_a R_L}{r_a + (g_m r_a + 1) R_S + R_L} \qquad (4\text{-}2)$$

La *resistenza di uscita* passa con la reazione negativa corrispondentemente dal valore r_a al valore:

$R'_{so} = r_a + (g_m\, r_a + 1)\, R_S$ (4-3)

La *impedenza di ingresso* di un transistore ad effetto di campo con un carico nel circuito di assorbitore è differente dalla impedenza di ingresso senza carico: questo effetto è conosciuto come *effetto Miller*. Se il carico di assorbitore è una pura resistenza R_L, il carico apparente riportato all'ingresso è una capacità di valore $(1 + A_s)$ volte la capacità porta-assorbitore C_{pa}, che risulta in parallelo alla capacità porta-sorgente C_{ps}.

La *capacità di ingresso* totale è quindi:

$C'_{si} = C_{ps} + (1 + A_s)\, C_{pa}$. (4-4)

b) *Inserzione con porta comune.*

Il circuito amplificatore corrispondente alla inserzione con porta comune è indicato in figura 4-1 *b*). Il segnale di ingresso viene applicato fra porta e sorgente e il segnale di uscita viene prelevato fra porta e assorbitore; il terminale di ingresso è la sorgente e il terminale di uscita è l'assorbitore.

L'amplificazione di tensione A_p è:

$$A_p = \frac{(g_m\, r_a + 1)\, R_L}{(g_m\, r_a + 1)\, R_{SP} + r_a + R_L} \quad (4\text{-}5)$$

dove R_{SP} è la resistenza di polarizzazione sorgente-porta (resistenza di ingresso).

Per esempio per $g_m = 2$ mA/V, $r_a = 7500\ \Omega$, $R_L = 2000\ \Omega$, $R_{SP} = 500\ \Omega$, A_p e 1,8. Raddoppiando R_{SP} la A_p diviene 1,25.

c) *Inserzione con assorbitore comune.*

Il circuito amplificatore corrispondente alla inserzione con assorbitore comune, è indicato nella figura 4-1 *c*). Il segnale di ingresso viene applicato fra assorbitore e porta e il segnale di uscita viene prelevato fra assorbitore e sorgente; il terminale di ingresso è la porta e il terminale di uscita è la sorgente.

L'amplificazione di tensione (A'_a, in questa inserzione c'è una reazione negativa di tensione del 100%) è data da:

$$A'_a = \frac{R_S}{\left(\frac{\mu + 1}{\mu}\right) R_S + \frac{1}{g_m}}. \quad (4\text{-}6)$$

Nei transistori a porta isolata, essendo μ di solito molto maggiore di uno, si può semplificare la equazione precedente:

$$A'_a \cong \frac{g_m\, R_S}{1 + g_m\, R_S}. \quad (4\text{-}7)$$

Per esempio per $g_m = 2$ mA/V e $R_S = 500\ \Omega$, la $A'_a = 0{,}5$. Per $g_m = 10$ mA/V e $R_S = 500\ \Omega$, $A'_a = 0{,}83$.

Se la resistenza di polarizzazione della porta R_P è collegata a massa, la *resistenza di ingresso* R_{ai} dello stadio è uguale ad R_P. Se la R_P è collegata fra la porta e la sorgente, la resistenza di ingresso diviene:

$$R'_{ai} = \frac{R_P}{1 - A'_a}. \quad (4\text{-}8)$$

Se il carico è resistivo, la capacità di ingresso effettivo C'_{ai} viene ridotta dalla reazione di tensione (effetto Miller) e ha il valore:

$C'_{ai} = C_{pa} + (1 - A'_a)\, C_{ps}$ (4-9)

dove C_{pa} è capacità porta-assorbita e C_{ps} la capacità porta-sorgente. Per esempio per $C_{pa} = 0{,}3$ pF, $C_{ps} = 5$ pF, $A' = 0{,}5$, C'_{ai} diviene 2,8 pF. Per A'_i tendente a 1, C_{ps} tende a zero.

La *resistenza di uscita* R'_{ao} è data da:

$$R'_{ao} = \frac{r_a\, R_S}{(g_m\, r_a + 1)\, R_S + r_a}. \quad (4.10)$$

Per esempio per $g_m = 2$ mA/V, $r_a = 7500\ \Omega$, $R_S = 500\ \Omega$, R'_{ao} è 241 Ω.

La *capacità di uscita* C'_{ao} è data da:

$$C'_{ao} = C_{as} + C_{ps} \left(\frac{1 - A'_a}{A'_a}\right). \quad (4\text{-}11)$$

Se A'_a è 0,5 scompare il termine fra parentesi. Per esempio per $C_{as} = 1{,}5$ pF, $C_{ps} = 5$ pF, $A'_a = 0{,}5$, C'_{ao} è 6,5 pF.

d) *Inserzione bootstrap.*

Il circuito amplificatore corrispondente alla inserzione bootstrap è indicato nella figura 4-1 *d*). Il segnale di ingresso viene applicato fra porta e sorgente (come nella inserzione con porta comune) ed il segnale di uscita viene prelevato fra sorgente e assorbitore (come nella inserzione con assorbitore comune).

Osserviamo che in effetti il termine bootstrap, in senso più generale, indica un ritrovato applicabile al circuito di ingresso di uno stadio, mediante il quale si invia una reazione positiva dall'uscita in serie all'ingresso dell'amplificatore in modo da ridurre la corrente fornita dai terminali esterni di ingresso, aumentando così la impedenza di ingresso del circuito. La tecnica bootstrap può essere quindi applicabile anche ad un circuito nella inserzione con sorgente comune. L'inserzione di figura 4-1 *d*), normalmente conosciuta semplicemente quale inserzione bootstrap, dovrebbe essere più esattamente indicata bootstrap con assorbitore comune (la tecnica bootstrap si applica qui alla inserzione con assorbitore comune).

4.3. - Impiego negli amplificatori BF

Molte possono essere le applicazioni dei transistori ad effetto di campo negli amplificatori BF.

I transistori ad effetto di campo sono fra i dispositivi a semiconduttori quelli che presentano il minimo fattore di rumore alle più basse frequenze e quindi sono adatti ad essere impiegati quali preamplificatori a basso rumore. Una applicazione che sfrutta questa caratteristica può essere l'impiego nei preamplificatori ad alta fedeltà.

La loro alta impedenza di ingresso (dell'ordine da 10^6 a 10^9 Ω nei tipi a porta non isolata, dell'ordine da 10^9 a 10^{15} Ω nei tipi a porta isolata) li rende particolarmente adatti per amplificatori trasduttori ad alta impedenza di ingresso. I transistori ad effetto di campo sono quindi molto adatti nei preamplificatori per microfoni a condensatore, dove occorre un amplificatore con molto alta impedenza di ingresso per poter avere una buona risposta in frequenza.

Con i transistori ad effetto di campo si possono costruire circuiti con grande amplificazione e con alta impedenza di ingresso che possono funzionare con livelli di potenza estremamente bassi (per esempio per un amplificatore a quattro stadi con una amplificazione di tensione di 60 dB e con un consumo di meno di 100 microwatt); il transistore ad effetto di campo può dare buone prestazioni con correnti molto più piccole di quelle normalmente usate nei tipi bipolari. Una volta che il livello è pervenuto a valori con i quali si possono pilotare transistori convenzionali (bipolari), può non convenire più dal lato economico continuare ad usare i transistori ad effetto di campo per ulteriore amplificazione.

Si possono invece ottenere altri vantaggi dall'uso combinato dei FET e dei transistori bipolari. Abbiamo visto [nel paragrafo 4-2*c*), formula (4-9)] come si possa utilizzare l'effetto Miller per ridurre C'_{ai} (nell'inserzione con assorbitore comune). Un ulteriore diminuzione di C'_{ai} si può ottenere riducendo C_{pa} impiegando reazione negativa (in continua) con un accoppiamento diretto del transistore ad effetto di campo ad un transistore bipolare normale. Per dettagli rimandiamo alla bibliografia.

I transistori ad effetto di campo presentano un vuoto nel campo dei tipi di potenza: per quanto riguarda gli amplificatori di potenza il paragone con i transistori bipolari non si può fare, poichè i transistori ad effetto di campo di potenza praticamente non esistono sul mercato. Si può solo per ora prevedere che i FET di potenza potranno avere dei vantaggi sui transistori bipolari per quanto riguarda la frequenza di transizione, la stabilità termica, la complessità dei circuiti di pilotaggio.

4.4. - Impiego nei radioricevitori

L'impiego dei transistori ad effetto di campo nei radioricevitori presenta, rispetto all'impiego dei tubi elettronici, gli stessi vantaggi di grande durata, piccole dimensioni e basso consumo dei transistori bipolari.

Rispetto ai transistori bipolari il principale svantaggio dei transistori ad effetto di campo è per ora il loro prezzo notevolmente maggiore.

Esistono però delle applicazioni nelle quali il transistore ad effetto di campo può dare dei vantaggi effettivi che possono giustificare l'impiego di dispositivi a semiconduttori più costosi.

Due applicazioni di questo tipo sono quelle dello stadio RF delle autoradio in OM, e dello stadio RF dei ricevitori MF, dove l'impiego di un transistore ad effetto di campo può permettere di ottenere caratteristiche della RAG e prestazioni per quanto riguarda la modulazione incrociata, notevolmente migliori di quelle ottenibili coi transistori bipolari, ed anche leggermente migliori di quelle ottenibili con i tubi elettronici. I tipi consigliati sono i tipi FET che non presentano la fragilità rispetto ai transitori di tensione e alle differenze di potenziale in genere, caratteristica dei MOS, e ne hanno inoltre un migliore rapporto segnale-disturbo. Vediamo come questi vantaggi possano essere ottenuti nel funzionamento di alta frequenza. Per quanto riguarda la alta impedenza, essa ha poca importanza in alta frequenza. Quello che invece porta dei vantaggi è il fatto che nel transistore ad effetto di campo la corrente di assorbitore è approssimativamente proporzionale al quadrato della tensione di polarizzazione applicata nella porta [vedi formula (3-1)].

In un dispositivo che ha una legge quadratica fra corrente di uscita e tensione di ingresso: *a*) quando si applichi al suo ingresso un solo segnale di una data frequenza, si avrà all'uscita la stessa frequenza e la sua seconda armonica (senza altre armoniche); *b*) quando si applichino al suo ingresso due segnali a due frequenze diverse, si avranno all'uscita le due frequenze, le loro seconde armoniche e la somma e la differenza delle due frequenze (senza creazione di altre frequenze). Se le due frequenze originali sono vicine, si avranno in uscita su un circuito accordato su una di queste due frequenze solo le due frequenze originali poichè le altre sono filtrate dal circuito accordato. Il dispositivo a legge quadratica è quindi un ottimo amplificatore RF accordato.

Dispositivi che si discostano dalla legge quadratica presentano alla loro uscita un maggiore numero di armoniche e di prodotti di modulazioni incrociate.

Il dispositivo a legge quadratica può divenire anche un ottimo mescolatore se il circuito di uscita è accordato sulla differenza delle due frequenze di ingresso.

Se inoltre una delle due frequenze di ingresso è una tensione continua, all'uscita si avrà solo una frequenza e l'amplificazione a questa frequenza sarà controllata dalla tensione continua di ingresso. Il dispositivo a legge quadratica è quindi anche ottimo per scopi di regolazione automatica di guadagno (RAG).

4.5. - Impiego nei televisori

I transistori ad effetto di campo possono presentare, se impiegati nei televisori, gli stessi vantaggi dei transistori bipolari rispetto ai tubi elettronici, e lo stesso svantaggio del maggior costo rispetto ai tipi bipolari.

La sostituzione, in un televisore transistorizzato, di transistori bipolari con i transistori ad effetto di campo può risultare vantaggiosa negli stadi dove è richiesta una migliore regolazione del segnale, e migliori prestazioni rispetto alla modulazione incrociata (o ambedue), ossia nello stadio amplificatore RF e nel mescolatore del selettore e negli stadi controllati di FI video. Transistori FET impiegati quali amplificatori RF nel selettore VHF hanno mostrato, rispetto ai tipi a transistori bipolari, notevolmente migliori caratteristiche per quanto riguarda la modulazione incrociata, uguale fattore di rumore, ma un minore guadagno di potenza.

BIBLIOGRAFIA

(4) - MacDougall, Deatley, *Applications of the silicon planar II MOS FET*. SGS-Fairchild, AR 136, 1964.

W. Gosling: *Field effect transistor applications* (libro). Wiley, 1965.

Mullard 95BFY development type MOS transistor. Mullard, Jan. 1965.

(1.1) - Franklin: *What is bolding back the FET?* Wireless world, Feb. 1966, pp. 77-80.

(4.2) - Griswold: *Understanding and using the MOS FET*. Electronics, Dec. 14, 1964, pp. 66-70.

Griswold: *Characteristics and applications of RCA insulated gate field effect transistors*. Trans. IEEE, vol. BTR-11, N. 2, July 1965, pp. 9-17.

(4.2d) - Short: *The bootstrap follower*. Wireless world, Jan. 1961, pp. 21-25, Feb. 1961, pp. 79-82.

Deboo: *Bootstrap circuits*. Electronics world, July 1964, pp. 66-67.

(4.3) - Alford, etc.: *Germanium field-effect transistors* (a high imput impedance bias-stabilized amplifier). Trans. IRE, vol. BTR-8, N. 3, Nov. 1962, pp. 111-119.

Bignell: *How to get maximum imput impedance with field-effect transistors*. Electronics, March 8, 1963, pp. 44-46.

Fleenor: *Low-noise preamplifier*. Electronics, April 12, 1963, pp. 67-69.

Smith, *Low noise FET's sound good to circuit designers*. Electronics, Dec. 14, 1964, pp. 58-62.

Shervin: *An FET micropower amplifier*. Electronics, Dec. 14, 1964, pp. 74-75.

(4.4) - Blaser, Cummins: *Designing FET's and MOST's into AM radios*. Trans. IEEE, Vol. BTR-10, N. 2, July 1964, pp. 29-33.

Barret, etc.: *An FM tuner using MOS-FET'S and integrated circuits*. Trans. IEEE, vol. BTR-11, N. 2, July 1965, pp. 24-32.

Recklinghausen: *Field-effect transistors for FM front-ends*. Electronics world, Dec. 1965, pp. 36-37, 64.

Rohde: *The field-effect transistor at VHF*. Wireless world, Jan. 1966, pp. 2-6.

(4.5) - Kolk, Maloff: *The field-effect transistor as high-frequency amplifier*. Electronics, Dec. 14, 1964, pp. 71-74.

A.

Piero Soati

Note di servizio del ricevitore di TV Telefunken TTV 26L19" e 26L23"

1. - CARATTERISTICHE GENERALI

I ricevitori per televisione TTV 26L19" e 26L23" sono adatti a funzionare su reti da 120 a 240 V a 50 Hz. Il consumo è di circa 160 W. Per quanto concerne il circuito di alimentazione è da tenere presente che i *due elettrolitici C_{431} e C_{432} da 150 μF hanno delle caratteristiche speciali ed in caso di guasti non possono essere sostituiti con normali condensatori elettrolitici.*

L'elettrolitico C_{432} è isolato dal telaio, perciò sul suo involucro metallico è presente una tensione elevata.

L'ingresso di antenna è a 300 Ω. Sono previste due prese: una per magnetofono, l'altra per un altoparlante supplementare escludibile tramite interruttore. Il telaio, essendo sotto tensione, non dovrà essere collegato a massa.

Il sintonizzatore VHF consente la ricezione di 8 canali attivi e 4 di riserva. Il sintonizzatore UHF, del tipo a sintonia da 470 a 790 MHz, è tarato in MHz. Per comodità dei tecnici riportiamo a pag, 174 la tabella delle frequenze proprie dei canali TV/UHF.

Comandi frontali: regolazione fine della sintonia, regolazione della luminosità regolazione del contrasto, regolazione del volume suono (tastiera con sei tasti relativi a: ricezione VHF, ricezione UHF, accensione e spegnimento, inserzione della sintonia manuale, inserzione sintonia automatica, regolazione del tono).

Comandi laterali: commutatore canali VHF, comando sintonia UHF, presa per magnetofono, presa per altoparlante supplementare, interruttore per detto.

Comandi posteriori: prese di antenna con vicino regolatore d'intensità. Due bottoni a vite per cambio tensione, uno per la regolazione normale l'altro per la regolazione fine. *Per togliere lo schienale è indispensabile togliere tali bottoni.* Comando di tenuta verticale il quale non dovrà mai essere toccato dall'utente. (La posizione corretta si ottiene facendo scorrere lentamente l'immagine dall'alto al basso e ritornando indietro di circa 30°). Comando di tenuta orizzontale. *La regolazione di questo comando non deve essere fatta per centrare l'immagine orizzontalmente sullo schermo*, ma per ottenere l'agganciamento automatico del sincronismo orizzontale. In pratica, a operazione regolare, accendendo e spegnendo il TV o agendo sul commutatore il sincronismo dovrà mantenersi perfetto. (*La regolazione si effettua nel seguente modo*: a) *ruotare la manopola della tenuta orizzontale in senso antiorario fino all'arresto, spegnere e riaccendere il TV che quasi certamente risulterà fuori sincronismo orizzontale; ruotare lentamente e in senso orario la manopola fino alla posizione in cui l'immagine si sincronizza; ruotare ulteriormente in senso orario la manopola di circa 30°. Qualora l'immagine non risulti centrata sullo schermo occorre agire sul centratore disposto sul giogo di deflessione*). Sempre posteriormente si trova un foro, contrassegnato AFC attraverso il quale si potrà regolare la taratura del circuito di sintonia automatica (vedere l'apposito paragrafo). Nella parte inferiore posteriore, si trovano tre fori attraverso i quali si accede a tre potenziometri semifissi regolabili con cacciavite. I primi due servono per la messa a punto dell'ampiezza e della linearità verticale, il terzo per la regolazione della larghezza orizzontale. *Quest'ultima regolazione dovrà essere effettuata allo scopo di ottenere una esatta, e non eccessiva, ampiezza orizzontale dato che un errata regolazione può pregiudicare la vita della valvola EL500 e di altre parti del televisore* (figura 1).

Altre regolazioni consistono: *Centratore di immagine* che consente di ottenere la centratura dell'immagine ruotando attorno al giogo le due alette del cen-

Fig. 1

Fig. 2

Fig. 3

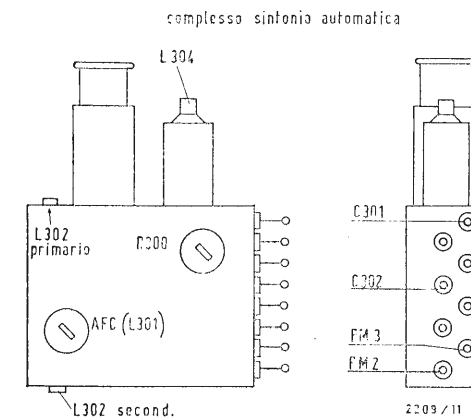



Fig. 4

tratore. Tale messa a punto deve essere fatta dopo essersi accertati che la tenuta orizzontale sia al centro del campo di agganciamento. *Magneti correttori*, che servono per compensare le distorsioni a cuscino sui lati dell'immagine in alto, in basso, a destra e a sinistra. Tali magneti, che sono rotondi, devono essere fatti ruotare mediante una chiave quadrata dato che usando un cacciavite si rompono facilmente. *La regolazione semifissa del sincronismo orizzontale* serve a centrare il campo di agganciamento nel caso di sostituzione della valvola V_{12}. *La regolazione della linearità orizzontale* è compresa nella scatola EAT, alla quale si accede tramite un foro. Dovrà essere usata una chiave identica a quella adottata per la regolazione dei magneti correttori. *La regolazione della focalizzazione* consente di ottenere il migliore compromesso tra la focalizzazione al centro ed ai bordi del cinescopio a luminosità media. Per ottenere la *regolazione del contrasto al minimo* occorre ruotare il comando frontale a fine corsa in senso antiorario, oscurare completamente la fotocellula e regolare tale potenziometro per il minimo contrasto sufficiente a mantenere ancora il ricevitore sincronizzato (circa 15 V pp al catodo del cinescopio). *Per regolare il contrasto al massimo* si dispone il commutatore di canali in una delle 4 posizioni di riserva illuminando intensamente la fotocellula e regolando il potenziometro in modo da avere 85-90 V ai capi della resistenza di carico dell'amplificatore video (R_{1-6}). Sottostante al telaio si trova un altro potenziometro semifisso che regola la linearità verticale nella parte alta del quadro (figg. 2 e 3).

2. - VALVOLE IMPIEGATE E RELATIVA FUNZIONE

V_{01} = EC88, amplificatrice radio frequenza UHF; V_{02} = EC86, oscillatrice UHF; V_1 = ECC189, doppio triodo amplificatrice radio frequenza VHF, in circuito cascode; V_2 = ECF86, triodo pentodo, oscillatrice convertitrice VHF; V_3 = EF183, pentodo amplificatore MF; V_4 = EF80, pentodo amplificatore MF; V_5 = EF80, pentodo amplificatore MF; V_6 = ECL84, pentodo finale video, triodo amplificatore del CAS; V_7 = ECH81, triodo-eptodo separatore di impulsi e soppressore di disturbi; V_8 = EF80, pentodo amplificatore limitatore del suono 5,5 MHz; V_9 = EABC80, triplo diodo triodo, rivelatore a rapporto e preamplificatore di BF; V_{10} = EL84, pentodo amplificatore finale BF; V_{11} = EAA91, doppio diodo tensione CAF; V_{12} = ECF82, triodo pentodo amplificatore tensione CAF e oscillatore di linea; V_{13} = EL500 pentodo amplificatore finale di linea; V_{14} = EY83 diodo smorzatore; V_{15} = DY87, diodo rettificatore EAT; V_{16} = ECL82, triodo pentodo oscillatore e amplificatore finale; V_{17} = AX59-91 o AW47-91, cinescopio 110°; V_{18} = ECF82, triodo pentodo amplificatore circuito di sintonia automatica.

3. - REGOLAZIONE DELL'OSCILLATORE LOCALE E DELLA SINTONIA AUTOMATICA

Per sincronizzare il TV si dovrà procedere nel seguente modo. Passare in ricezione VHF, con sintonia automatica esclusa, cercando, tramite la manopola frontale la migliore sintonia; passare poi in ricezione UHF, sempre con la sintonia automatica esclusa, sintonizzare il comando laterale senza toccare quello frontale. Inserire la sintonia automatica e non toccare i comandi. (*Tali operazioni dovranno essere effettuate dopo 10' che il TG è stato acceso*).

Durante l'esecuzione delle suddette operazioni si potranno rilevare le seguenti anomalie: *a*) effettuata la regolazione la manopola di sintonia frontale si trova notevolmente scostata dalla metà corsa o ad un estremo di essa: inserendo la sintonia automatica le ricezione peggiora. Questi fatti possono essere pro-

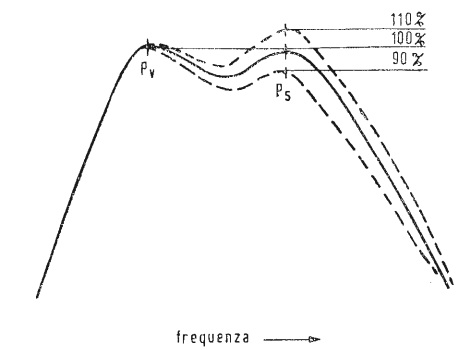



Fig. 5

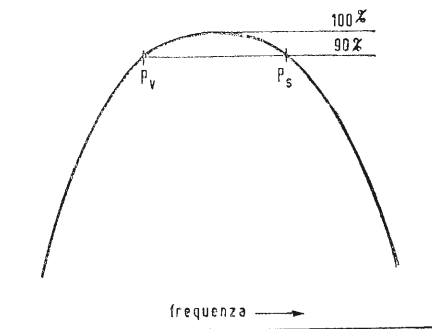
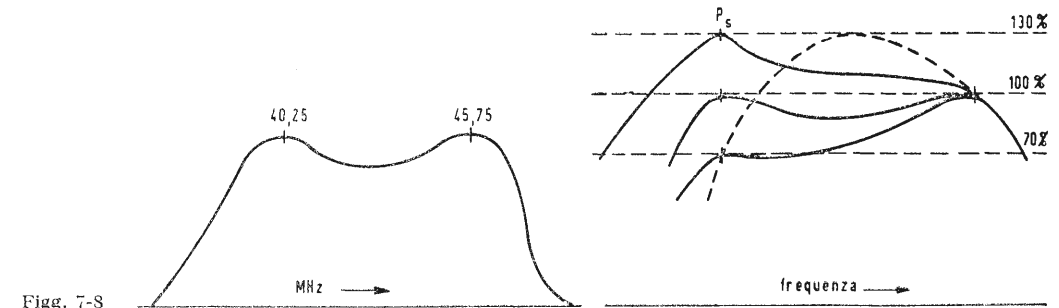



Fig. 6

Figg. 7-8

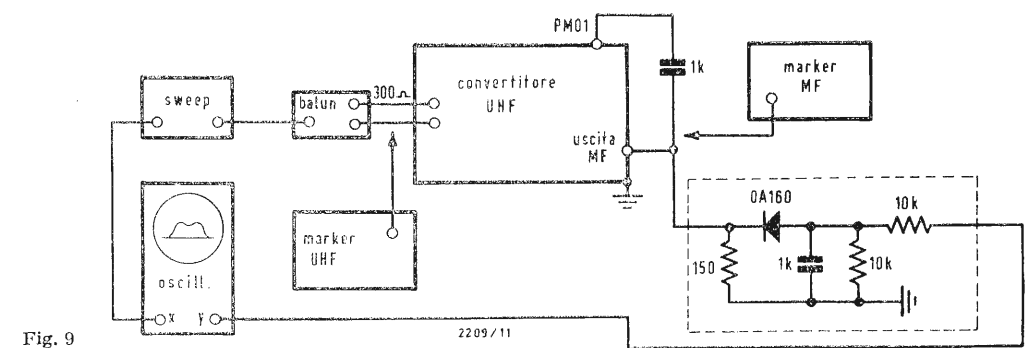



Fig. 9

vocati dal non perfetto orientamento dell'antenna, da un disadattamento fra antenna e cavo di discesa e fra cavo e TV, od anche dalla differenza delle condizioni di ricezione fra un trasmettitore e l'altro (*fenomeno che in una certa misura è inevitabile*). Per ovviare a questi inconvenienti occorre ritoccare il nucleo dell'oscillatore locale VHF e la taratura del circuito *AFC*. Qualora gli scostamenti siano molto accentuati; cioè se è richiesto un spostamento notevole del nucleo *AFC* (L_{301}) è necessario tenere presente che ciò non è consigliabile dato che in seguito il funzionamento potrebbe risultare irregolare o potrebbe essere difficile ottenere una buona immagine per ambedue i programmi (fig. 4).

Perciò nel caso che si notino differenze molto accentuate è preferibile ricercarne la causa, fra quelle sopra elencate, ed eliminarla. Per piccole differenze invece si agirà nel seguente modo:

a) In ricezione VHF, con sintonia automatica esclusa, mettere il comando frontale a metà corsa e ritoccare il nucleo dell'oscillatore per la migliore immagine. Tale nucleo è accessibile attraverso un foro che si rende visibile togliendo la manopola del commutatore dei canali. È necessario usare un apposito cacciavite di materiale isolante.

b) Inserire la sintonia automatica e se la qualità dell'immagine peggiora, ritoccare il nucleo *AFC* per riportarla nelle migliori condizioni possibili.

c) Disinserire nuovamente la sintonia automatica e passare in ricezione UHF, sempre lasciando il comando frontale a metà corsa, e sintonizzare la manopola laterale. Inserire la sintonia automatica e controllare che l'immagine rimanga accettabile. Se ciò non avvenisse è necessario agire su una o su entrambe le antenne VHF e UHF cercando di ottenere i migliori risultati possibili.

4. - ALLINEAMENTO DEL GRUPPO VHF

Occorrono i seguenti strumenti: *a*) Generatore di segnali modulato in frequenza (*sweep* o *vobulatore*) che copra la gamma dei canali interessati, con deviazione di almeno 10 MHz. I segnali devono essere di almeno qualche decimo di Volt; l'uscita del tipo bilanciato a 300 Ω. *b*) Un generatore di marche (marker) con le marche, molto precise, sulle portanti video e audio di ciascun canale. *c*) Un oscillografo utilizzante come base dei tempi la stessa tensione di modulazione del generatore di segnali, opportunamente spostata di fase. Tale strumento sarà collegato al punto di misura PM_1 (terminale isolato all'esterno del gruppo in prossimità della valvola convertitrice ECF86) tramite una resistenza di accoppiamento da 10.000Ω Al termine del *CAS* si applicherà una tensione negativa di 1,5 V cc.

Durante le operazioni di allineamento l'ampiezza della tensione applicata ai morsetti di antenna sarà tenuta più bassa possibile, compatibilmente con la sensibilità dell'oscillografo.

Canale	Frequenza MHz	Portante video	Portante suono	Canale	Frequenza MHz	Portante video	Portante suono
21	470-477([1])	471,25	476,75	41	630-637	631,25	636,75
22	478-485	479,25	484,75	42	638-645	639,25	644,75
23	486-493	487,25	492,75	43	646-653	647,25	652,75
24	494-501	495,25	500,75	44	654-661	655,25	660,75
25	502-509	503,25	508,75	45	662 669	663,25	668,75
26	510-517	511,25	516,75	46	670-677	671,25	676,75
27	518-525	519,25	524,75	47	678-685	679,25	684,75
28	526-533	527,25	532,75	48	686-693	687,25	692,75
29	534-541	535,25	540,75	49	694-701	695,25	700,75
30	542-549	543,25	548,75	50	702-709	703,25	708,75
31	550-557	551,25	556,75	51	710-717	711,25	716,75
32	558-565	559,25	564,75	52	718-725	719,25	724,75
33	566-573	567,25	572,75	53	726-733	727,25	732,75
34	574-581	575,25	580,75	54	734-741	735,25	740,75
35	582-589([2])	583,25	588,75	55	742-749	743,25	748,75
36	590-597	591,25	596,75	56	750-757	751,25	756,75
37	598-605	599,25	604,75	57	758-765	759,25	764,75
38	606-613	607,25	612,75	58	766-773	767,25	772,75
39	614-621([3])	615,25	620,75	59	774-781	775,25	780,75
40	622-629	623,25	628,75	60	782-789 790([4])	783,25	788,75

([1]) Inizio banda IV.
([2]) Fine banda IV.
([3]) Inizio banda V.
([4]) Fine banda V.

a) Regolare L_1 per il massimo responso sulla frequenza centrale del canale (*cioè la frequenza media tra portante audio e video*). *b*) Regolare L_3 (primario e secondario) per portare le marche P_v e P_s allo stesso livello e nelle posizioni indicate in figura. *c*) Regolare l'accoppiamento (*distanza*) fra primario e secondario di L_3 per la giusta larghezza di banda, ossia per una giusta insellatura (fig. 5) oppure per un appuntimento della curva non eccessivo (fig. 6).

Dopo aver eseguita la regolazione delle spire, esse saranno fissate con vernice adatta e che non intacchi il supporto delle bobine. In caso dubbio sarà opportuno ricorrere all'uso di cera.

Qualora sia indispensabile effettuare delle riparazioni o delle verifiche nel gruppo ad alta frequenza, si può accedere facilmente a tutti i suoi elementi togliendo gli schermi metallici del gruppo stesso.

Tutte le bobine sono facilmente estraibili, essendo incastrate fra due piastre a molla. Si faccia attenzione ai colori che contraddistinguono le bobine onde evitare eventuali inversioni delle stesse al momento del montaggio dato che la differenza fra canale e canale è minima e perciò ben difficilmente apprezzabile a vista.

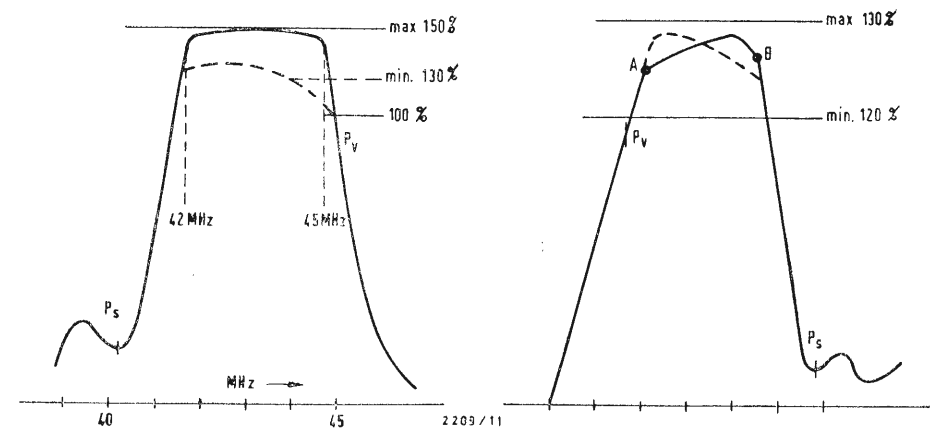
5. - ALLINEAMENTO DEL GRUPPO UHF

Sono necessari i seguenti strumenti: Generatore di segnali modulato in frequenza per la gamma 470-790 MHz, con una deviazione di almeno il 5% della frequenza centrale. Tensione di uscita minima 0,5 V su 300 Ω simmetrici. Marker per la gamma 40-47 MHz in grado di fornire segnali sufficientemente precisi. Oscillografo con base dei tempi modulata dallo sweep opportunamente spostata di fase. L'asse verticale dell'oscillografo dovrà essere collegato come indicato in fig. 9 attraverso una resistenza da 10.000 Ω. La sensibilità dell'amplificatore verticale dovrà essere almeno di 2 mV pp/cm.

Occorre effettuare la taratura dell'oscillatore e del filtro di banda.

a) Svitare il convertitore UHF dal mobile, sfilando da esso il cavetto di uscita MF e lasciando attaccati i collegamenti di massa, filamento, anodica e antenna. *b*) Togliere il coperchio del convertitore e sistemare quest'ultimo in modo che sia possibile eseguire la regolazione dei vari elementi e la rotazione dell'albero di sintonia. *c*) Collegare l'uscita RF dello sweep 300 Ω bilanciati, alla spina di antenna del convertitore, accoppiando il marker UHF come mostrato in fig. 9 ed in modo da non causare un sensibile sbilanciamento. *d*) Collegare l'oscillografo marker 40-47 MHz ed il rivelatore come indicato nella stessa figura. *e*) Accendere gli strumenti ed il televisore.

Se nel corso di tali operazioni i circuiti di sincronismo disturbassero, si potrà renderli inattivi togliendo lo spinotto del giogo di deflessione. In tal caso fra la massa ed il $+B$ è necessario inserire una resistenza di carico da 2.800 Ω, 20 W.

Taratura dell'oscillatore: Tale operazione è possibile se il filtro di banda non è eccessivamente fuori allineamento e se il preamplificatore funziona correttamente. Avendo perciò il filtro di banda in condizioni già idonee, occorre agire nel seguente modo:

a) Ruotare il comando frontale di sintonia per leggere 8 V cc ai capi di C_{301}-C_{302}, polo positivo su C_{302}, polo negativo su C_{301} (fig. 4). *b*) Generatore sweep su 500 MHz con deviazione ± 15 MHz e sufficiente ampiezza del segnale d'uscita. *c*) Sintonizzare il gruppo su 500 MHz valendosi delle indicazioni segnate sulla manopola (*il punto di riferimento si trova sul mobile quindi occorre trovarne uno artificiale, tenendo presente che quando la manopola è girata tutta in senso antiorario la frequenza è di 470 MHz*). *d*) Marker in funzione su 43 MHz. *e*) Oscillografo per la massima sensibilità.

Sull'oscillografo si dovrà osservare una curva di responso con una marca corrispondente a 500 MHz ed un'altra a 43 MHz. Regolare il compensatore C_{021} fino a che le due marche si sovrappongano. Sintonizzare il gruppo a 750 MHz portando lo sweep sulla stessa frequenza e il marker e l'oscillografo come sopra indicato. Regolare l'induttanza L_{010} (*con attrezzo isolato*) in modo da ottenere la sovrapposizione delle due marche.

Ricontrollare la taratura a frequenza più bassa (500 MHz) e se necessario ritoccare il compensatore.

In tal caso occorre ripetere le varie operazioni fino che si ottenga la taratura perfetta su ambedue le frequenze.

Controllare infine che variando la tensione continua al diodo varicap, ruotando il comando frontale di sintonia, la frequenza dell'oscillatore vari, in banda IV, di un valore compreso fra 1,5 e 4 MHz.

Allineamento del filtro di banda: Per eseguire questo allineamento l'ampiezza del segnale che deve essere piuttosto elevata all'inizio per una migliore comodità di osservazione, deve gradatamente ridursi con il perfezionamento della messa a punto allo scopo di evitare la saturazione del convertitore. Viene escluso il marker ad alta frequenza. L'allineamento si inizia dalle frequenze basse (500 MHz) regolando C_{011} e C_{013}, in modo da ottenere le condizioni volute e illustrate in fig. 7. Alle frequenze di 750 MHz la stessa curva sarà ottenuta regolando L_{06} e L_{07}. Alle frequenze intermedie si regolano le spire di accoppiamento nella zona interessata in modo da ottenere quanto indicato in fig. 8.

Dopo aver effettuato l'allineamento del filtro di banda è opportuno controllare che la taratura dell'oscillatore non si sia modificata e se necessario essa dovrà essere ripetuta. L'aggiunta del coperchio dà luogo ad una variazione della taratura alle frequenze basse; per eliminarla si ritoccano i compensatori C_{011} e C_{013} e l'accoppiamento in modo che con il coperchio inserito, su tutta la gamma si ottenga una curva di risposta uguale a quella indicata in fig. 8.

Taratura del circuito di entrata: Il compensatore C_{07}, regolato in fabbrica, anche in sede di riparazioni non dovrebbe più essere ritoccato. Dovendolo sostituire gli strumenti dovranno essere disposti come indicato per la taratura dell'oscillatore e del filtro di banda. Il compensatore deve essere regolato per la massima ampiezza della curva a 540 MHz.

6. - TARATURA DELLA MEDIA FREQUENZA VIDEO

Il generatore vobulato ed il marker dovranno essere portati sulla gamma 40-47 MHz. Il marker consente di individuare sulla curva tutte le frequenze comprese fra 40 e 47 MHz. Il cavo di uscita del vobulatore deve essere caricato ed il segnale applicato tramite un condensatore da 1000 pF ceramico, al PM_1. Il televisore deve essere portato in posizione VHF su un canale alto (*F*, *G* e *H*). I collegamenti devono essere cortissimi.

L'oscillografo è collegato al piedino 8 di V_6 tramite una resistenza da 10.000 Ω Alla giunzione R_{102}-C_{108} è collegata una batteria di — 3 V. Il livello del segnale fornito dal generatore è regolato in modo da avere sull'oscillografo una curva di ampiezza 6 V pp (figg. 2 e 3).

Regolare: *a*) L_{104} per la giusta posizione del fianco basso della curva, in particolare per il giusto livello della portante suono. *b*) L_{103} per la giusta posizione del fianco alto ed in particolare della portante suono. *c*) L_7, L_{102}, L_{105} sono regolate al centro banda e la loro regolazione serve a definire la forma della curva nella parte centrale. *d*) Le trappole suono (quella capacitativa accoppiata a L_{102} e quella induttiva accoppiata a L_{103}) sono regolate sulla portante suono in modo da ottenere un gradino il più possibile piano, di larghezza di circa 500 MHz. I nuclei delle trappole sono accessibili dalla parte del rame delle piastre stampate. La curva definitiva è visibile in fig. 10.

Figg. 10-11

7. - ALLINEAMENTO AFC (fig. 4)

Il circuito di sintonia automatica è costituito da uno stadio discriminatore accordato a 45,75 MHz (pentodo) e da uno stadio amplificatore in cc (triodo).

Parte pentodo. Staccare meccanicamente il complesso *AFC* dal telaio. Disporre il tasto della sintonia automatica in posizione di escluso. Applicare alla griglia controllo (p. 2) della V_5 un segnale a 45,75 MHz ± 5 kHz in modo da leggere 0,5 V cc ai capi della resistenza di carico del rivelatore R_{125}. Disporre il nucleo L_{301} a metà corsa utile ed il nucleo del secondario di L_{302} per la minima induttanza. Regolare alternativamente il primario di L_{302} e L_{304} per la massima tensione c.c. al PM_2 voltmetro a valvola. Regolare il secondario di L_{302} per zero Volt c.c. al PM_3 (voltmetro a valvola).

Parte triodo. Disporre il tasto sintonia in escluso. Disporre il potenziometro di sintonia R_{16} in modo che presenti una resistenza verso massa di 51.000 Ω. Re-

Valvola		Tensioni fra i piedini degli zoccoli e massa								
Simbolo	Tipo	1 V	2 V	3 V	4 V	5 V	6 V	7 V	8 V	9 V
V1	ECC189	207			6,3		112			
V2	ECF86		— 2*		6,3			110(1)	205	130
V3	EF183		—25*			6,3		217	214	
V4	EF80	2,8		2,8		6,3		205	210	
V5	EF80	3		3	6,3			185	210	175
V6	ECL84		—45	4	6,3		155	4	3*	203
V7	ECH81	14	— 0,2*			6,3	215	— 17*	68	— 4*
V8	EF80	0,2	— 0,3*	0,2		6,3		205	32	
V9	EABC80		—1,95*		6,3				— 0,52*	105
V10	EL84			6		6,3		195		205
V11	EAA91		— 65*	6,3		3		— 68*		
V12	ECF82	60	— 47*	190*		6,3	160		6,5	4,4*
V13	EL500	— 43*			6,3		195			
V14	EY83					6,3				230
V16	ECL82	— 28*	19			6,3	212	212		115
V17	AW – 47/91	6,3	125*	620	500		125*	175		
	– 59/91			530						
V18	ECF82	170		100	6,3		215		6,2(2)	

(*) Misurate con voltmetro a valvola ($R_i \geq 10$ MΩ)
(1) Calcolate mediante misura in corrente.
(2) Contrasto in « Manuale ».

golare R_{300} per ottenere una tensione di 8 V ai capi dei diodi varicap (*positiva su C_{302}* e *negativa su C_{301}*). Controllare che ruotando il potenziometro di sintonia R_{16} completamente in senso orario ($R_{16} = 250.000\ \Omega$) e in senso antiorario ($R_{16} = 0\ \Omega$) la tensione ai capi dei diodi varicap vari da 20 a 0 V circa.

8. - CONTROLLO DEL RESPONSO TOTALE E DELL'OSCILLATORE LOCALE

Per ciascun canale VHF il nucleo della bobina oscillatrice L_4 è regolato in modo che, con il comando di sintonia a metà corsa, la marca della portante suono si trovi al centro della insellatura creata dalle trappole suono (fig. 11).

In UHF invece si regolano L_{012} ed L_9 per la massima sensibilità. Dopo fatte queste regolazioni si deve controllare quanto segue:

a) Considerando 100 il livello sulla portante video, la parte centrale della curva, tratto *A-B* di responso, deve essere compresa entro i limiti illustrati. *b*) Il livello della portante suono deve essere compreso entro i limiti 5-13% del livello della portante video. *c*) Se le due precedenti condizioni non si sono verificate, ciò significa che la media frequenza non è bene allineata. *d*) Si provi ora a far muovere la marca della portante video fra la posizione illustrata in figura ed il punto *A* muovendo avanti ed indietro il comando di sintonia. Se ciò facendo la curva cambia forma, se soprattutto cambia l'inclinazione del tratto *A-B* si deve concludere che il gruppo RF è mal allineato e deve essere ricontrollato.

Per la taratura dei circuiti audio con strumenti si seguirà la solita prassi.

9. - TARATURA APPROSSIMATIVA DEL SUONO (senza strumenti)

Nel caso il tecnico si trovi sprovvisto di strumenti può tentare tale allineamento, ricevendo il monoscopio, comportandosi nel seguente modo:

a) Regolare correttamente la sintonia per la migliore immagine con contrasto piuttosto basso (*immagine sbiadita ma sincronizzata*). Regolare i nuclei delle bobine suono come segue:

L_{201} per la maggior ampiezza del suono all'altoparlante (meglio ancora controllata con un voltmetro per tensione continua 20.000 Ω/V, collegato ai capi di C_{211});

L_{202} per il massimo suono all'uscita;

L_{203} per il minimo ronzio all'uscita e per una nota il più possibile pura e senza distorsioni;

L_{112} deve invece essere regolata per la minima interferenza del suono 5,5 MHz (da non confondersi con le barre del suono che sono un'altra cosa) sull'immagine. Per questa regolazione tenere il contrasto piuttosto forte, e osservare le zone grigie dell'immagine, sulle quali è più facile distinguere l'interferenza, che deve essere ridotta al minimo.

10. - MISURA DELLE TENSIONI

Nella tabella delle tensioni (in alto), sono riportate le tensioni misurabili agli elettrodi di ciascuna valvola su un televisore regolarmente funzionante, con tutti i comandi regolati per la migliore immagine, il contrasto per una tensione di 30 V picco a picco sul catodo del cinescopio.

Le caratteristiche degli strumenti usati per il rilievo delle tensioni sono indicate nella tabella stessa. *A.*

dott. ing. Antonio Turrini

Progetto e costruzione di contenitori bass-reflex*

1. - INTRODUZIONE

Un altoparlante di alta fedeltà non è completo se non è montato in un conveniente contenitore. Questo è necessario per evitare che la radiazione posteriore dell'altoparlante cancelli la energia emessa anteriormente dall'altoparlante, poichè le onde sonore emesse dalle due facce del cono sono a 180°, cioè sono in opposizione di fase. Inoltre, un mobile ben progettato può aumentare o migliorare il suono prodotto da un altoparlante, specialmente alle basse frequenze.

Dall'avvento dell'alta fedeltà in poi, la costruzione di mobili per altoparlanti da parte di audioamatori ed artigiani del legno, è divenuta estremamente popolare. La Electro-Voice ha compilato le informazioni che fanno seguito, allo scopo di soccorrere coloro che desiderano avvalersi dei pregi funzionali, unitamente al conseguimento di una sensibile economia, di un mobile di costruzione domestica.

2. - TIPI DI CONTENITORI

La maggior parte degli altoparlanti prodotti dalla Electro-Voice sono studiati per funzionare in contenitori bass-reflex, o a tromba ripiegata. Questi due tipi di mobili esaltano il rendimento dell'altoparlante, abbassano la distorsione ed estendono la risposta uniformemente anche al disotto della frequenza di risonanza del cono dell'altoparlante.

I buoni contenitori a tromba forniscono una magnifica risposta ai bassi, ma sono in generale costosi, difficili da progettare e costruire, e sono molto voluminosi.

Un altro tipo di mobile, in cui gli altoparlanti lavorano bene, è lo schermo (baffle) infinito. Questo è semplicemente costituito da un volume d'aria chiuso dietro all'altoparlante e che serve ad evitare che l'onda sonora proveniente dal dietro dell'altoparlante interferisca con l'onda frontale e quindi la cancelli. Tale contenitore richiede generalmente un volume da 20 a 35 piedi cubi e si usano spesso contenitori preesistenti, come vani murari, stanzini ecc. Dato però che raramente si dispone, negli appartamenti, di porte di gabinetti situate in posizioni adatte per l'ascolto, gli schermi acustici infiniti non vengono largamente usati nelle installazioni domestiche di alta fedeltà. Il sistema compatto a « scaffale » pone un problema del tutto diverso. Per ottenere una buona risposta ai bassi in un piccolo volume, bisogna fare alcuni compromessi nel progetto del woofer (altoparlante per i bassi). Poichè l'adattamento di altoparlanti ad una piccola scatola è alquanto difficoltoso, la Electro-Voice non offre separatamente questi mobili ed altoparlanti. Fra i molti sistemi completi della serie Electro-Voice ci sono vari tipi compatti che presentano una prestazione superiore, in contrasto con le loro piccole dimensioni. Si avverte che l'uso degli altoparlanti normali Electro-Voice, Wolverine e Michigan in questi mobiletti conduce ad una degradazione dell'ottima resa ai bassi, di cui questi altoparlanti sono capaci.

Generalmente parlando, altoparlanti da 8″ richiedono un volume minimo di mobile di 2 piedi cubici, altoparlanti da 12″ richiedono almeno 4 piedi cubici ed altoparlanti da 15″ richiedono almeno 8 piedi cubici. Il mobile più semplice e più facile da costruire con mezzi domestici è il tipo bass-reflex. Questo contenitore può essere costruito in dimensioni molto diverse, può assumere forme diverse e si presta particolarmente bene ad adattare scaffali o altri spazi a contenitori per altoparlanti. A parte la semplicità della costruzione e l'adattabilità, il bass-reflex offre un'eccellente prestazione, anche con mobili di modeste dimensioni.

3. - PROPORZIONI

Le proporzioni del mobile bass-reflex non sarebbero idealmente tassative. Sono però da evitare in particolare i contenitori lunghi e stretti, che tendono a presentare una risonanza da « canna d'organo » a certe frequenze. Si raccomanda che la larghezza del mobile sia all'incirca 2/3 dell'altezza e la profondità sia circa 1/3 dell'altezza, come si vede in fig. 1. Si possono tollerare notevoli scostamenti da questi dati, ma la dimensione più piccola non deve essere minore di 1/3 di quella più grande.

4. - VOLUME, FINESTRA E CONDOTTO

Generalmente si devono adottare per il volume del contenitore le misure più grandi possibili, per quanto non sia apprezzabile una differenza di qualità oltre i 30 piedi cubi. Il volume minimo

*) Bollettino Tecnico Electro-Voice per cortesia della Società Prodel.

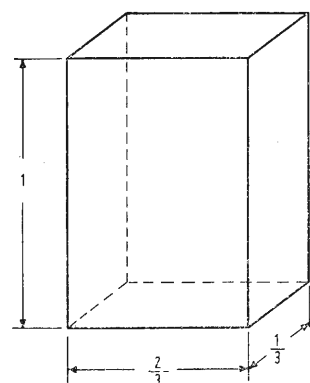



Fig. 1 - Proporzioni raccomandate.

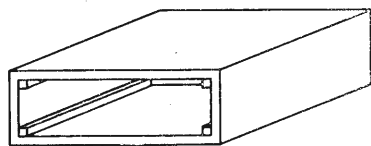



Fig. 2 - Costruzione di un condotto normale.

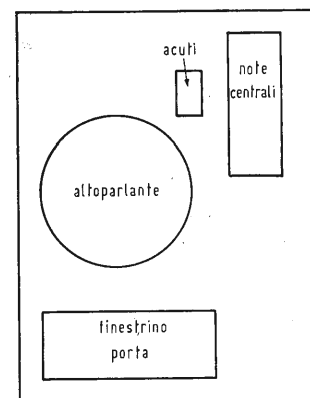



Fig. 3 - Disposizione tipica della foratura del pannello.

da usare, per il mobile di un altoparlante da 12″, è circa 4 piedi cubi, mentre per un altoparlante di 8″, esso è 2 piedi cubi. Una volta stabiliti il volume e le dimensioni del contenitore, e che si sia scelto l'altoparlante, si può arrivare a considerazioni finali di progetto per la cassa bass-reflex. Queste riguardano la finestra (detta anche porta) o altri intagli sulla parete dello schermo acustico. È questa finestra che dà al bass-reflex i suoi pregi caratteristici. Le sue dimensioni devono perciò essere scelte con cura se si vuole che il contenitore funzioni regolarmente. Teoricamente la finestra deve avere l'area eguale all'area utile del cono dell'altoparlante. Però se si riduce il volume del mobile, bisogna ridurre anche l'area della finestra per conservare il giusto adattamento fra le risonanze dell'altoparlante e del mobile. L'adozione di un condotto (duct) o «tunnel» dietro la finestra consente di aumentare l'area della finestra per un dato volume della cassa. Ciò porta a un maggior rendimento di radiazione. Il diagramma accluso permette di calcolare l'area della finestra e la lunghezza del condotto, quando siano stati scelti il volume e l'altoparlante. Normalmente la finestra è rettangolare ed è posta direttamente sotto l'apertura dell'altoparlante. Il rapporto lunghezza-larghezza della finestra ha effetto sulla risonanza del mobile; la lunghezza non deve essere più di 4 volte la larghezza (qui, altezza). Il foro può però avere forme diverse, compresa la circolare.

5. - NOTE PER LA COSTRUZIONE

1) Usare solo legno di 3/4″ (circa 20 mm), compensato. Il legno pieno è difficile da trattare e provoca poi difficoltà. Il compensato deve avere fibre tese e non meno di 5 strati. Il mobile deve avere struttura rigida, con adatti rinforzi interni e largo impiego di blocchetti incollati. Tutte le pareti, salvo il pannello asportabile per l'accesso agli altoparlanti, devono essere incollati e avvitati.
2) Il foro di montaggio dell'altoparlante deve essere fuori centro del mobile, se possibile, per evitare la formazione di onde stazionarie all'interno del mobile.
3) La finestra deve essere il più possibile vicina all'altoparlante, senza però indebolire eccessivamente il pannello di montaggio dell'altoparlante.
4) Il condotto per finestre rettangolari o quadre deve essere in legno compensato da 1/4″ (circa 6,5 mm), usando, se necessario, blocchetti angolari per aumentare la rigidità. Il condotto per una finestra circolare può essere costruito con materiali come linoleum o cartone pesante, in modo che il condotto finito sia robusto ed esente da vibrazioni (v. fig. 2).
5) Se si devono aggiungere tweeter o altoparlanti per le note centrali, bisogna praticare le opportune aperture. Generalmente queste devono essere posizionate nella parte alta del mobile (altezza prossima all'orecchio quando ci si siede nella normale posizione di ascolto). Per ottenere la massima diffusione dalle trombe di diffrazione Electro-Voice, le aperture devono essere orientate con l'asse verticale (v. fig. 3). Se i diffusori delle alte frequenze non devono essere montati che in seguito, le aperture corrispondenti devono essere chiuse all'interno del cassone con pannelli asportabili di compensato da 1/4″.
6) Rivestire le pareti interne con materiale assorbente acustico di spessore 1″ (25,4 mm). Molti fornitori di apparecchi di alta fedeltà dispongono di lana di vetro o di simili materiali, a questo scopo. L'assorbente acustico può essere applicato con chiodi o con altri mezzi.
7) Gli altoparlanti devono essere montati sul pannello frontale per mezzo di guide o di caviglie. In alternativa si possono usare viti e dadi comunemente usati nelle macchine. Tutto ciò è disponibile presso i locali fornitori di ferramenta.

6. - CONTENITORI PROGETTATI SPECIFICAMENTE DALLA ELECTRO-VOICE

Per ottenere la miglior possibile prestazione, quando le dimensioni non siano un fattore decisivo per la scelta di un contenitore, conviene fabbricare uno dei molti mobili progettato dalla fabbrica Electro-Voice. Istruzioni complete sono allegate a ciascun mobile che la Electro-Voice ha messo sul mercato da molti anni (v. tabella 2).
Si noti anche, che alcuni contenitori Electro-Voice possono essere acquistati come scatole di montaggio, che comprendono tutte le parti in legno necessarie pretagliate e gli accessori per il montaggio di un contenitore professionale di altoparlante. Il fornitore di materiali Electro-Voice può dare inoltre informazioni complete.

7. - ISTRUZIONI PER L'USO DELL'ABBACO PER IL PROGETTO DI BASS-REFLEX

Determinare il volume del contenitore usando le sue dimensioni interne. Se possibile, scegliere un volume compreso nel campo dei volumi per mobili, raccomandato per l'altoparlante prescelto e descritto nella tabella 1.
1) Trovare questo volume sulla scala «volume in pollici cubi» sul diagramma. Tracciare una linea orizzontale da questo punto sul grafico.
2) Trovare l'intersezione della linea retta diagonale rappresentante l'altoparlante con l'orizzontale tracciata al punto 1.

TABELLA 1. - *Dati fondamentali di progetto.*

Altoparlante	Volume raccomandato del contenitore, pollici cubi	Area raccomandata della finestra, pollici quadrati
SP8B	1.500÷3.000	16÷50
SP12B, 12TRXB	7.500÷15.000	50÷100
SP12, 12 TRX	7.500÷15.000	50÷100
SP15B, 15TRXB	19.000÷38.000	64÷160
SP15, 15TRX, 15W	19.000÷38.000	64÷160
18 W	19.000÷38.000	100÷200
30 W	110.000÷220.000	250÷640
LS8	1.300÷2.600	16÷50
LS12	5.500÷11.000	50÷100
LT12	5.500÷11.000	50÷100
LS15	10.000÷10.000	64÷160
MC8	2.100÷4.200	16÷50

TABELLA 2. - *Complessi contenitori della Electro-Voice.*

Tipo	
** IB1 Patrician IV e complesso a tromba 600	4 canali, sistema a tromba 18 «K»
** IB2 Gregorian IV e complesso a tromba 600	4 canali, sistema a tromba 15″ «K»
** IB3 Centurion	4 canali, sistema a tromba 15″ «K»
IB5 Empire	contenitore 15″
IB9 Marques	contenitore 12″ o 15″
Patrician 700	4 canali, con woofer 30″
Regency	contenitore 15″
* Patrician 800	4 canali, con woofer 30″
Georgian 400	4 canali, con woofer 18″
** Patrician IV	fregio decorativo esterno
** Patrician 600	fregio decorativo esterno
** Georgian IV	fregio decorativo esterno
** Georgian 600	fregio decorativo esterno
Aristocrat	mobile angolare 12″
* Marques	mobile 12″
Baronet	mobile angolare 8″

*) Modelli moderni o in stile tradizionale.
**) I componenti per questi vecchi complessi non sono più disponibili. Questi mobili devono essere costruiti solo se si possiedono già gli altoparlanti e i filtri d'incrocio.

3) Da questo punto abbassare la linea verticale fino a incontrare le linee curve della metà inferiore del diagramma.
4) Ricavare dalla tabella 1 il campo delle aree della finestra per l'altoparlante.
5) Determinare l'intersezione della verticale tracciata al punto 3 con la prima linea curva rappresentante un'area di finestra compresa nel campo raccomandato, individuato al punto 4. Con mobili piccolissimi è possibile che nessuna delle aree consigliate venga interessata. In questo caso, cominciare con la prima linea di aree che si incontra. Il fatto che la massima area possibile della finestra sia troppo piccola significa che il mobile è troppo piccolo per un funzionamento ottimo come bass-reflex con quel dato altoparlante.
6) Da questo punto tracciare una linea orizzontale verso la scala «duct lenght (lunghezza del condotto) in pollici» sul lato destro del grafico, e notare la lunghezza del condotto così individuata.
7) Trovare l'intersezione della linea curva dell'area scelta con la linea «duct clearance» (distanza del condotto).
8) Tracciare una linea orizzontale da questo punto verso la scala in pollici alla destra del diagramma. Notare il valore in pollici così individuato. Questo numero rappresenta la distanza minima che si deve tenere fra l'estremo posteriore del condotto ed il pannello posteriore del mobile.
9) Sommare la lunghezza e la distanza del condotto determinate ai punti 6 e 8. Questa somma deve essere minore o eguale alla profondità del mobile. Per eseguire i computi si tenga presente che la profondità del mobile comprende lo spessore del pannello frontale, ma non quello del pannello posteriore. (È così, perchè la lunghezza del condotto comprende lo spessore della parete anteriore).
10) Se la somma della lunghezza e della distanza del condotto non è superiore alla profondità del mobile, si sarà arrivati alla combinazione più favorevole delle dimensioni della finestra e del condotto per il complesso mobile-altoparlante.
11) Se, per contro, la somma della lunghezza e della distanza calcolate del condotto supera la profondità del mobile, è necessario ricalcolare questi fattori riprendendo dal punto 5 e scegliendo l'area di finestra più piccola e più vicina.
12) Ripetere questo procedimento, se necessario, finchè si trova una conveniente combinazione area di finestra-lunghezza del condotto. A questo punto si sarà acquistata una certa idea della capacità complessa di progettazione della Elect ro-Voice.

Fig. 4 - Abbaco per il progetto dei contenitori Bass-reflex. (Electro-Voice).

I seguenti esempi pratici e tipici illustrano il corretto uso dell'allegato abbaco di progetto dei bass-reflex.

Esempio 1.

Determinare le dimensioni della finestra e del condotto per un altoparlante SP12B in un contenitore alto 30", largo 20" e profondo 17", misure esterne.

Se si usa legno compensato da 3/4" per le pareti, il volume interno risulta 28"½ × 18"½ × 15"½, ossia 8174" cubi. Questo volume è compreso nella gamma raccomandata per l'SP12B. Ora poniamo 8174 (circa 8200) sulla scala « volume in pollici » a destra del grafico. Tiriamo un'orizzontale passante per questo punto. Troviamo il punto in cui la linea diagonale SP12B attraversa la linea orizzontale. Da questo punto tiriamo una linea verticale verso il basso sulle linee curve della parte inferiore del diagramma. Notiamo dalla tabella 1 che la massima area di finestra per l'SP12B è 100"². Troviamo il punto dove la retta verticale interseca la linea curva segnata $A = 100$. Tiriamo una linea orizzontale da questo punto alla scala « duct lenght » in pollici a destra del grafico e notiamo che essa indica circa 14". Ora troviamo il punto dove la linea curva $A = 100$ interseca la linea « duct clearance ». Tiriamo una linea orizzontale da questo punto alla scala in pollici a destra del grafico. La distanza (franco) del condotto è circa 5"3/4. La somma della lunghezza e della distanza del condotto è in questo caso 14" + 5"3/4 = 19"3/4. Questa lunghezza è maggiore della profondità del mobile meno lo spessore del pannello posteriore (17" — 3/4" = 16"1/4). Se si rivaluta, adottando $A = 80$, la lunghezza del condotto risulta 11" e la distanza del condotto è 5"½. Ora la distanza totale è proprio uguale alla profondità del mobile, cioè a 16"¼. Questa combinazione potrebbe essere usata, ma allo scopo di assicurare un margine per eventuali errori, rifacciamo ancora una volta i calcoli, adottando l'area di finestra 64"². Le linee per questo calcolo sono indicate sul grafico in tratteggio. La lunghezza del condotto risulta ora 7"½ e la distanza del condotto dal fondo è 4"½. La profondità necessaria in questo caso è 12", che è ben entro i 16"¼ ammissibili.

Esempio 2.

Determinare le dimensioni della finestra e del condotto per un altoparlante SP12 in un mobile di 12" × 18" × 21", misure esterne.

Il volume interno del mobile è 10"½ × 16"½ × 19"½, ossia circa 3400"³. Col procedimento usato per l'es. 1°, la massima combinazione possibile di finestra e condotto è l'area di porta di soli 16"² e di lunghezza del condotto di 8". Ciò limita moltissimo la risposta alle basse frequenze, ma è la miglior combinazione possibile per l'SP12 in questo particolare mobile.

Esempio 3.

Determinare un contenitore per l'altoparlante 12TRXB, senza limitazioni d'ingombro.

Questa volta lo spazio non rappresenta una difficoltà, per cui nella tabella 1 si è scelto il volume di mobile più grande fra quelli raccomandati per il 12TRXB (15000"³). Dall'intersezione della linea 15000"³ con la linea relativa al 12TRXB, dopo aver abbassato una verticale sulla porzione inferiore del grafico, usando la linea $A = 100$, determiniamo la lunghezza del condotto: 3"3/8. Seguiamo la linea verticale ancora in basso per un momento. Noterete una linea orizzontale tratteg-

(il testo segue a pag. 188)

dott. ing. Fabrizio Bargiacchi

Decodificatori stereofonici per la ricezione di stereofonia ad alta frequenza*

(*) *Funkschau*, Settembre 1965, pag. 463.

Di quando in quando è estremamente interessante sfogliare le annate precedenti delle riviste tecniche. Non tanto per riguardare qualche articolo scorso rapidamente, ma piuttosto per seguire, attraverso un determinato periodo di tempo, lo sviluppo di idee tecniche divenute ora di attualità. La tecnica stereofonica, oggi al centro dei programmi di sviluppo e di vendita di tutte le ditte che fabbricano ricevitori, offre un'ottima occasione a questo studio retrospettivo.

L'autore traccia un rapido panorama dell'industria elettronica tedesca nel campo della stereofonia.

La stereofonia ad alta frequenza è una tecnica ancora giovane. Essa si è maturata, sulla fine degli anni cinquanta, negli USA. Di là venne il primo processo di attuazione pratica che garantì la compatibilità e la ricezione monofonica del programma sterefonico con ricevitori monofonici. La trasmittente di Berlino libera cominciò per prima nel 1958 a sperimentare la trasmissione con due trasmettitori, ma era facilmente prevedibile che questo sistema non avrebbe avuto lunga durata. Nel 1961 negli USA fu dichiarato ufficialmente obbligatorio da parte del F.C.C. (Federal Communications Commission) il sistema a frequenza pilota sviluppato dalle ditte ZENITH e GENERAL ELECTRIC. Anche ditte esportatrici tedesche cominciarono a costruire apparecchiature per la ricezione stereofonica.

Contemporaneamente appaiono sulle riviste tecniche i primi articoli informativi. Vengono illustrati i circuiti, il sistema viene reso noto e la sua applicazione viene diffusa sempre più rapidamente. Nel giugno 1962 il C.C.I.R. (Comité Consultatif International des Radio Communications) nel corso di una riunione tenutasi a Bad Kreuznach, raccomanda anche per l'Europa il sistema stereofonico secondo le norme del F.C.C. La decisione definitiva riguardante le norme europee per la stereofonia è stata presa a Vienna nel marzo-aprile di quest'anno: il sistema a frequenza pilota ed il sistema a modulazione polare sono riconosciuti ufficialmente. Cominciano ad uscire i primi adattatori stereo. Dal 1963 infine, all'inizio di regolari trasmissioni sperimentali stereo da parte di molte emittenti tedesche occidentali, molti dei nuovi ricevitori sono predisposti per la ricezione stereofonica. Nella Repubblica Democratica Tedesca hanno luogo dal 15 settembre 1964 regolari trasmissioni stereofoniche sulla frequenza 99,7 MHz. Parecchie industrie si dedicano allo sviluppo dei ricevitori e dei decodificatori per la trasmissione stereofonica.

Oggi, si nota una certa tendenza alla standardizzazione nel campo della costruzione dei decodificatori, anche se il concetto tecnico è ancora lontano dallo standard degli altri circuiti ricevitori, a causa del quale entro le classi dei ricevitori stessi si lascia poco spazio alla novità, (all'infuori forse dei progressi tecnologici nel campo dei semiconduttori).

Fig. 1 - La modulazione a curva di inviluppo.

Fig. 2 - Decodificazione secondo il sistema a matrice.
Fig. 3 - Decodificazione secondo il sistema a scansione.

Ciò che manca ancora però — anche se può sembrare paradossale — è la radiodiffusione stereofonica in generale. Ci sono i ricevitori, anche di buona qualità, ma i programmi in molte regioni tedesche lasciano ancora a desiderare. Questa situazione è anche provocata dal fatto che i ricevitori avranno una tecnica che sarà un giorno di uno o due anni più vecchia della tecnica di trasmissione. Alcuni dei decodificatori oggi in commercio non potranno mai decodificare, nel corso della loro esistenza, un vero segnale multiplex.

1. - IL SISTEMA DI RICEZIONE

I fondamenti fisici della modulazione stereofonica nel sistema a frequenza pilota non verranno spiegati, ancora una volta, in questo articolo. Si può dire soltanto che è possibile trattare il segnale stereofonico secondo il gusto personale, come sistema a multipli di frequenza oppure come sistema a multipli di tempo. In modo analogo in diversi e corrispondenti apparecchi di misura, la luce può essere trattata come un corpuscolo o come un'onda, quantunque ci si riferisca allo stesso fenomeno. Il diverso modo di vedere il segnale stereo dipende in definitiva dalla tecnologia degli apparecchi. L'informazione portante più bande laterali deve essere pensata una volta inserita per mezzo del tempo e l'altra per mezzo della frequenza. Corrispondentemente si devono intendere gli apparati di codificazione e di decodificazione. Se si studia la letteratura tecnica, non molto estesa del resto, riguardante la stereofonia ad alta frequenza, vi si trova la tendenza, più o meno felice, a distinguere i tre circuiti ricevitori fondamentali nei sistemi:

1) «La modulazione a curva inviluppo» come il sistema più semplice (fig. 1).
2) Il cosiddetto « Sistema a matrice » con la separazione, per mezzo di filtri, delle diverse parti del segnale composto (fig. 2).
3) « Il sistema a scansione o a commutazione», semplice a realizzare e più difficile a comprendere (fig. 3).

Questi sistemi saranno brevemente spiegati, con la premessa che si tratta di una spiegazione estremamente semplificata. Normalmente si trovano combinazioni o varianti di tutti i principi, che, anche se appaiono diversi, rispondono invece in definitiva allo stesso concetto.

Il segnale stereo multiplex o composto consiste come è noto di tre parti principali con diverso contenuto:

— il segnale somma S, che si ottiene dalla somma delle informazioni del canale destro e sinistro $L + R$. Ciò corrisponde alla soppressione della portante; questa informazione della portante è situata nella banda di frequenza 30 Hz ÷ 15 kHz. I ricevitori monofonici riproducono la somma;

— il segnale differenza $D = L - R$ che trasmette l'informazione aggiuntiva delle bande laterali. Il segnale differenza è sovramodulato con una portante ausiliaria di 38 kHz, come modulazione di ampiezza. Il segnale differenza ha la stessa banda di bassa frequenza del segnale somma. Intorno alla portante ausiliaria 38 kHz si trovano

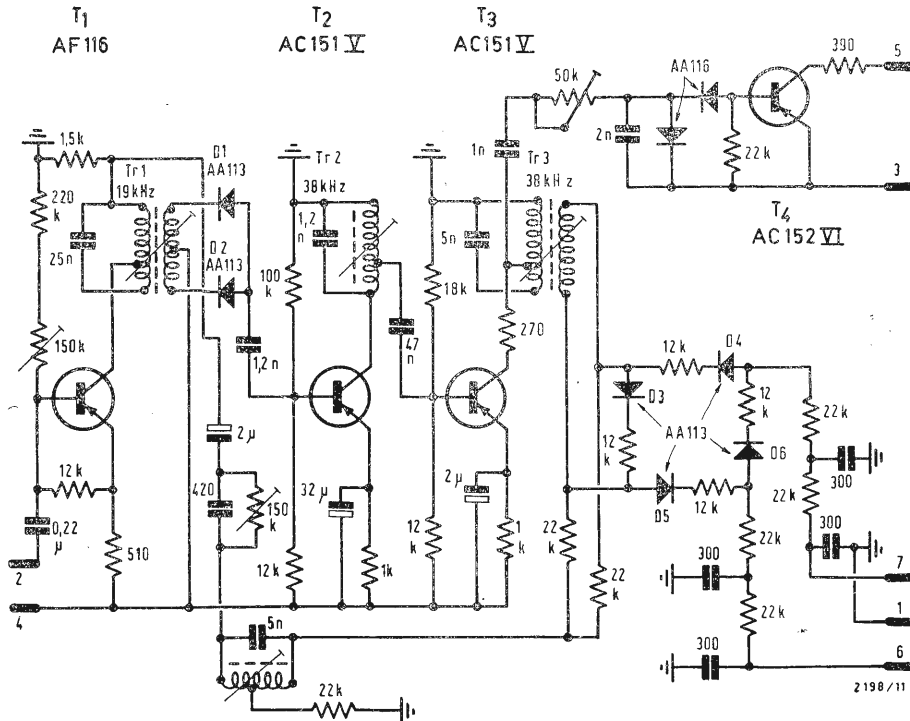



Fig. 4 - Il decodificatore Braun CE 16; 2 = ingresso, 5 = indicazione, 6 e 7 = uscita di bassa frequenza.

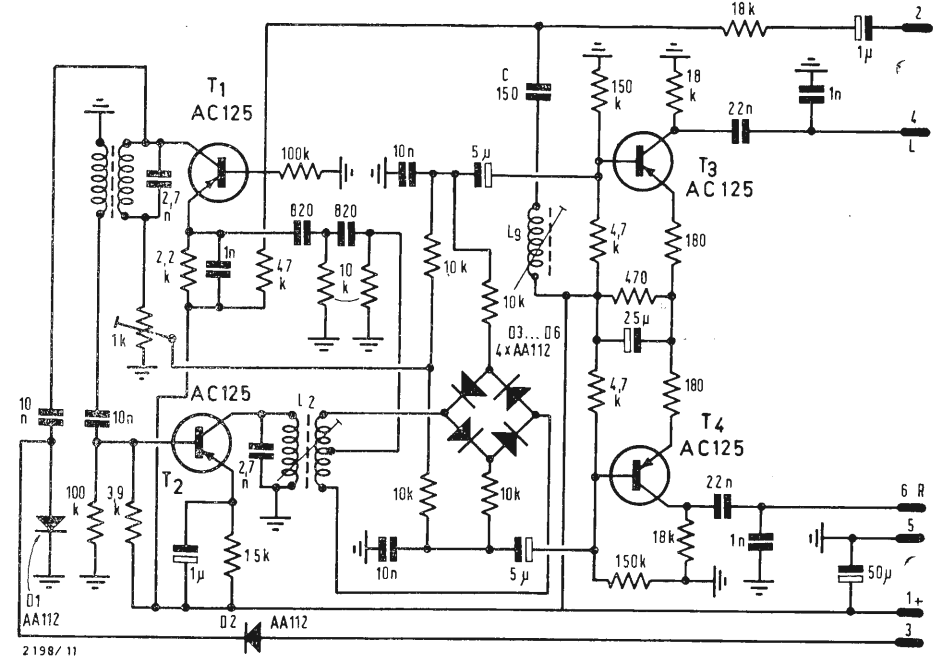



Fig. 5 - Il decodificatore Graetz 790901.

quindi, su entrambi i lati, bande laterali di 23 ÷ 37,97 kHz e di 38,03 ÷ ÷ 53 kHz. Portante e bande laterali rappresentano insieme l'informazione. La portante ausiliaria 38 kHz è tuttavia attenuata fino ad un residuo dell'1% dell'intera deviazione. Essa non viene trasmessa con il suo intero livello;

— la frequenza pilota 19 kHz, che viene aggiunta al segnale stereo in luogo della portante ausiliaria. La frequenza pilota si adatta all'intervallo di frequenza fra canale somma e canale differenza. Essa prende per sè circa il 9% della deviazione. Quindi per il programma stereofonico rimane disponibile il 90% della deviazione 75 kHz del segnale a modulazione di frequenza ad onde ultracorte.

La portante ausiliaria 38 kHz deve venire rigenerata nel ricevitore, dato che essa viene in ultima analisi impiegata per la demodulazione del segnale differenza. Questo è il significato della frequenza pilota. Da essa può venire ricuperata la portante ausiliaria o mediante sincronizzazione di un particolare oscillatore 38 kHz, o mediante amplificazione e duplicazione di frequenza. La maggior parte degli attuali ricevitori sfrutta la seconda possibilità.

Fra i suoi vantaggi possiamo enumerare: una migliore sincronizzazione fra frequenza pilota e portante ausiliaria, una facile possibilità di indicazione della ricezione stereofonica e la commutazione mono-stereo mediante il segnale pilota stesso. Su ciò si fondano i « decodificatori automatici »: nel caso di mancanza della frequenza pilota (per trasmissione monofonica) la portante 38 kHz non può venire demodulata; in questo caso si riceverebbe soltanto un segnale di disturbo.

2. - IL PRINCIPIO DELLA CURVA DI INVILUPPO

In figura 1 è rappresentato lo schema a blocchi. In uno stadio rigeneratore viene dapprima ricostituita la portante 38 kHz. Con la successiva addizione, per il segnale rimanente si formano poi le caratteristiche curve di inviluppo del segnale a modulazione di frequenza. Esse possono essere modulate mediante un successivo raddrizzamento a punta di contatto. Una curva, in questo caso quella superiore, contiene il segnale del canale sinistro, l'altra il segnale del canale destro.

Mediante l'aggiunta della portante i segnali somma e differenza vengono variati con continuità nella loro fase in modo tale che su di un lato si forma la somma $S + D = 2L$, sull'altro la differenza $S - D = 2R$.

3. - IL SISTEMA A MATRICE

Il sistema a matrice è molto costoso. Le frazioni del segnale composto vengono trattate separatamente e solo in un secondo tempo esse vengono riunite. In fig. 2 è rappresentato il sistema a matrice. Nel ramo superiore del circuito viene rigenerata la portante ausiliaria. Il ramo intermedio contiene le bande laterali filtrate. Portante e bande laterali vengono poi addizionate e pervengono allo stadio demodulatore. Ai diodi si trova quindi il segnale differenza del programma stereofonico e, a causa della diversa polarità dei diodi, una volta con segno positivo e l'altra con segno negativo. Al circuito a ma-

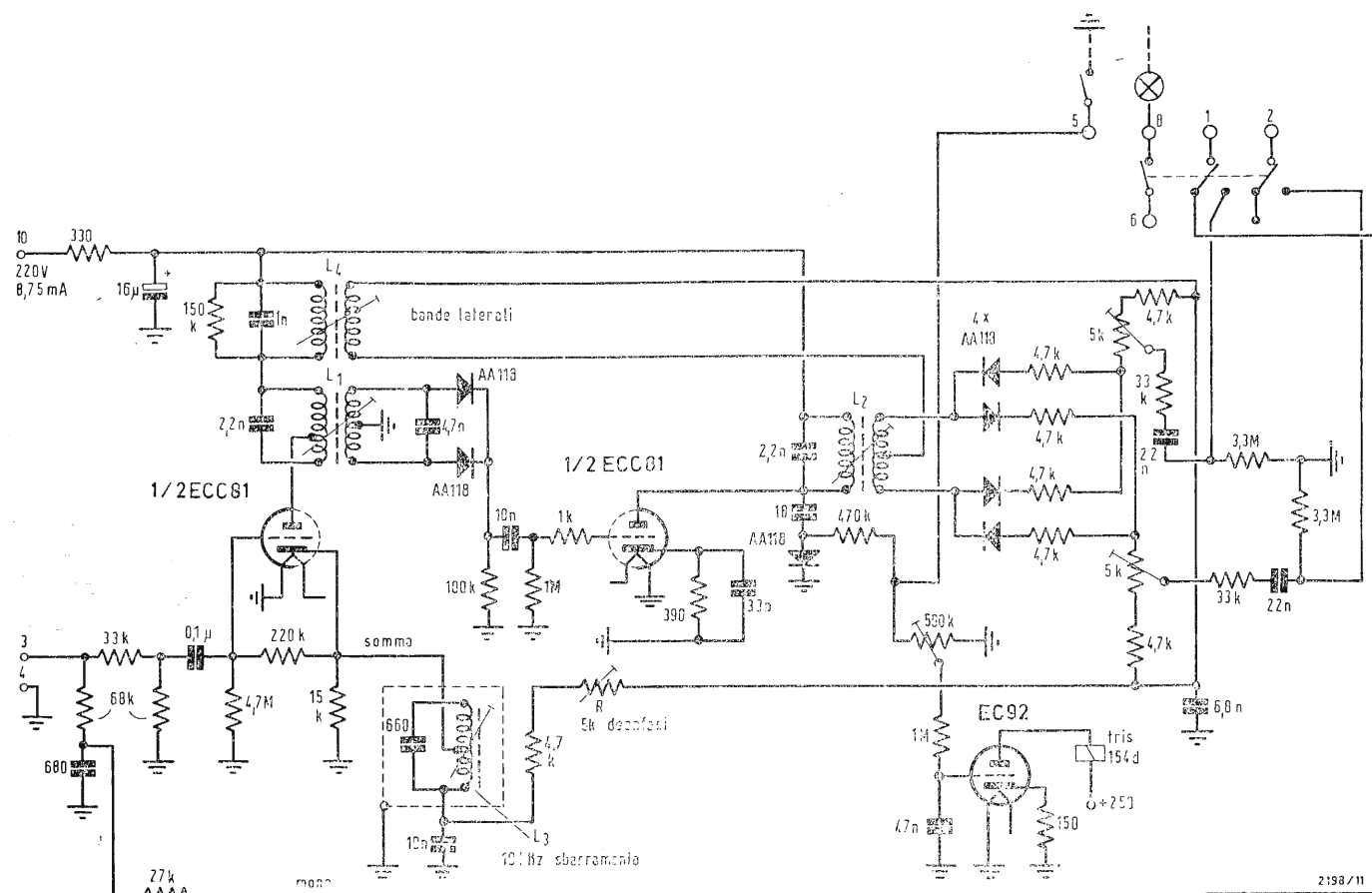



Fig. 6 - Circuito del decodificatore Grundig 6.

trice susseguente viene addotto il segnale somma, che è stato precedentemente filtrato da un passabasso. Tramite le note relazioni:

$S + D = 2L$

$S - D = 2R$

si hanno ora le informazioni del canale destro e quelle del canale sinistro. Mediante particolari organi di regolazione è ancora possibile ottenere una compensazione di livello fra le singole frazioni e la necessaria deenfasi del segnale.

4. - IL SISTEMA A SCANSIONE

Si possono dire ancora due parole sul sistema a scansione. Come alla base del sistema a matrice sta la concezione del multiplex di frequenza, così alla base del sistema a scansione sta il principio del multiplex di tempo, come si vede dalla fig. 3. Il segnale pilota viene prelevato attraverso un filtro e serve per generare la portante ausiliaria.

La portante ausiliaria a 38 kHz agisce, detto molto semplicemente, come un commutatore elettronico, con il quale il segnale multiplex rimanente (senza il tono pilota) viene connesso alternativamente al canale di bassa frequenza destro e sinistro. Come commutatore si adopera, nella maggioranza dei casi, un modulatore ad anello (naturalmente per l'operazione di commutare si deve intendere anche la demodulazione del segnale differenza).

Nei paragrafi seguenti verranno presentati alcuni decodificatori industriali e verranno riportati anche alcuni dati sulla sensibilità, sul rapporto segnale/disturbo e sulla attenuazione di diafonia.

5. - BRAUN CE 16

L'unità ricevente stereofonica Braun CE16, generalmente equipaggiata con transistori al germanio, ha un circuito di decodificazione relativamente semplice che è compreso nel ricevitore.

Il circuito è rappresentato in fig. 4. Il segnale stereo, proveniente dal discriminatore, è portato alla base del transistore T_1. Nel suo circuito di collettore la frequenza pilota viene prelevata mediante un filtro di banda, duplicata in frequenza mediante i diodi D_1 e D_2, amplificata e limitata nel circuito dei transistori T_2 e T_3. Nel circuito secondario del trasformatore Tr_3 il restante segnale stereo viene addizionato di nuovo alla portante ausiliaria 38 kHz, così rigenerata. La portante ausiliaria comanda il circuito ad anello dei diodi $D_3 \ldots D_6$, in modo tale che all'uscita del decodificatore possa prelevarsi rispettivamente il segnale del canale destro e sinistro. Per il livellamento si adoperano circuiti a resistenza e capacità. La commutazione da ricezione monofonica a ricezione stereofonica è manuale, cosa che gli utenti di questo impianto dovrebbero essere in grado di fare, dato che fra di essi si trovano molti ascoltatori esperti del ramo.

La trasmissione di un programma stereo viene annunciata con una lampada. Essa viene azionata dal transistore T_4, che dal canto suo può condurre, se la tensione della portante ausiliaria, proveniente dal transistore T_3, raggiunge la sua base attraverso il raddrizzatore a diodi 2XAA116.

6. - GRAETZ 790901

Anche per questo decodificatore si ha la commutazione mono-stereo manuale.

Esso è costituito da quattro transistori e da sei diodi al germanio. Il decodificatore è montato in una custodia separata ed è connesso al ricevitore mediante un innesto a spina a sei poli. Il circuito è rappresentato in fig. 5.

Attraverso la boccola di ingresso 2 (a destra in alto) il segnale multiplex raggiunge la base del transistore T_1. Qui esso si divide. La frequenza pilota viene mandata attraverso il filtro nel circuito di collettore. Il segnale differenza stereo viene tolto dal circuito di emitter. A questo scopo si adopera un filtro a RC.

Il transistore T_2 provvede al recupero della portante ausiliaria a 38 kHz. Portante ausiliaria e segnale differenza raggiungono insieme la diagonale del ponte che è costituito dai diodi $D_3 \ldots D_6$. Il ponte a diodi è comandato, al ritmo della portante a 38 kHz, in modo tale che l'informazione del canale destro e sinistro sia presente sull'altra diagonale all'uscita del ponte. A questo scopo anche il segnale somma, proveniente dall'entrata, viene condotto attraverso un circuito oscillante L_3/C all'uscita. Un segnale *SCA*, eventualmente trasmesso insieme, viene sottratto dal circuito oscillante al segnale multiplex. (*SCA* è la sigla americana di un programma musicale « di fondo » che viene irradiato insieme al programma stereo e indipendentemente da questo; esso viene trasmesso dietro compenso per conto di case commerciali o simili.

La portante *SCA* del sistema a modulazione di ampiezza giace entro i segnali multiplex ed è modulata con un « Hub » di $\pm$ 6,7 kHz sulla frequenza 67 kHz).

I transistori T_3 e T_4 costituiscono l'amplificatore di bassa frequenza.

Dati caratteristici del decodificatore Graetz: *a*) attenuazione di diafonia: circa 28 dB per 1 kHz; *b*) tensione di esercizio: 20 ÷ 24 V; *c*) assorbimento: 6 mA.

7. - DECODIFICATORE GRUNDIG 6

Il decodificatore Grundig 6 si trova in tutti i ricevitori dell'annata 1965/1966. Può anche essere fornito come accessorio. Esso è rappresentato in fig. 10.

Il decodificatore è realizzato con un circuito a valvole (fig. 6). Il segnale multiplex viene condotto dall'entrata alla griglia del primo sistema del tubo ECC81. Nel suo circuito anodico avviene la divisione del segnale differenza fra la frequenza pilota 19 kHz e le bande laterali; ognuna di queste per mezzo del proprio filtro di banda accordato. A valle del circuito a diodi, duplicatore di frequenza, si ottiene la portante ausilia-

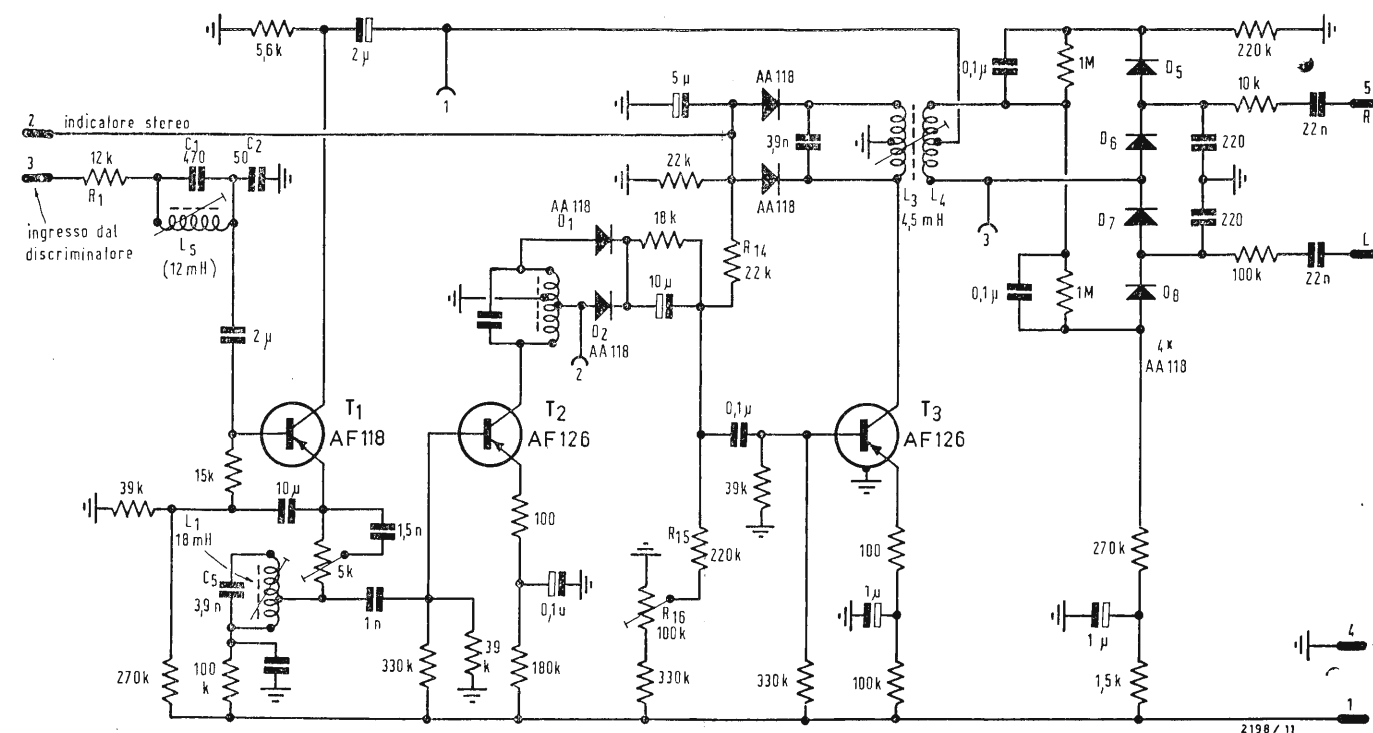



Fig. 7 - Il decodificatore Loewe-Opta 52941.

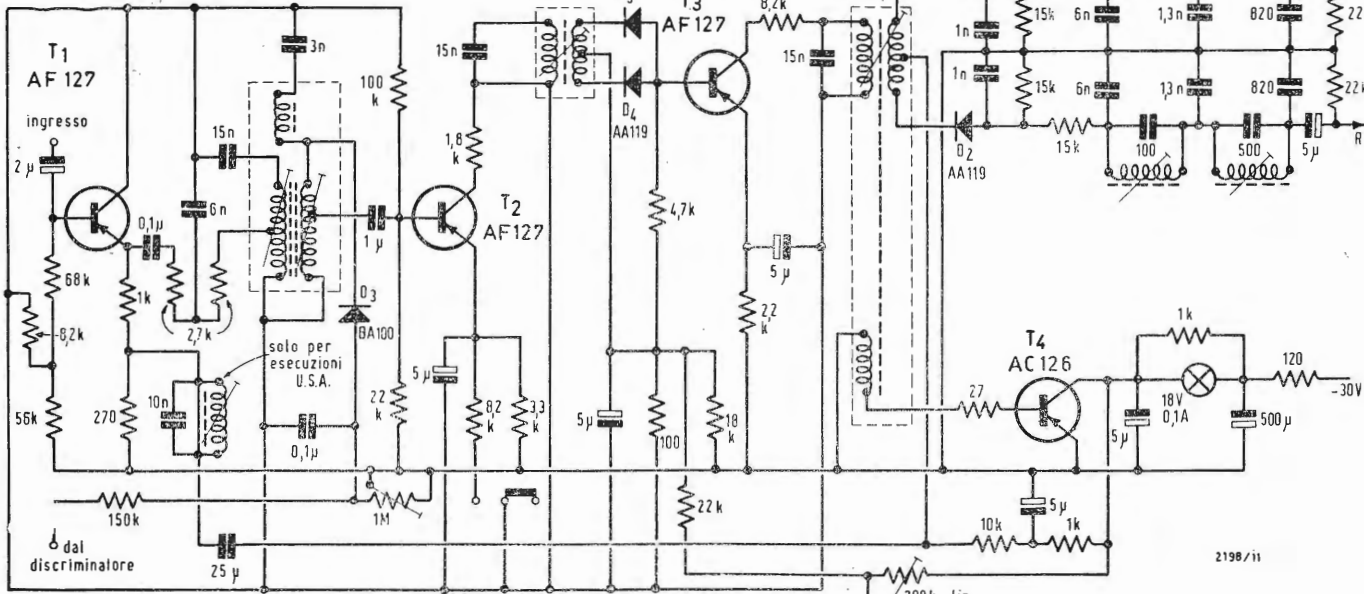



Fig. 8 - Il decodificatore Metz 420.

ria rigenerata che viene infine amplificata nel secondo sistema del tubo ECC81. La portante e le bande laterali si riuniscono di nuovo nel circuito secondario del susseguente traslatore a filtro di banda. A questo viene connessa la rete di matrici. Questa rete è costituita da un circuito ad anello a diodi e dalla combinazione delle resistenze ad esso collegate. Le resistenze da 4,7 kΩ, in serie con i diodi, servono a rendere lineare la caratteristica dei diodi stessi.

Il segnale somma viene derivato dal catodo del primo stadio a valvole e in particolare: esso viene separato dal segnale totale mediante il filtraggio della frequenza pilota e di una parte della modulazione *SCA* eventualmente presente, per mezzo del circuito oscillante L_3. Esso arriva poi alla matrice attraverso un regolatore di deenfasi *R*. Qui si ottengono, nel modo già noto, i segnali del canale destro e sinistro, rispettivamente dal segnale somma e differenza.

Questi segnali vengono derivati poi attraverso un potenziometro di « trimmer » verso l'adatto circuito a ponte. Una particolarità che non si riscontra in nessuno dei decodificatori già trattati (all'infuori del decoder stereo automatico VI 25 900 della Blaupunkt, che presenta varie analogie con quello trattato in precedenza) è la commutazione elettromeccanica da trasmissione mono a stereo e qui si tratta proprio di una commutazione a vie. Il segnale totale sia mono che stereo, viene prelevato attraverso un partitore a RC, a valle dell'ingresso del decodificatore. Questo ramo inferiore del circuito conduce ai contatti dei relè, posti all'uscita del decodificatore, e ruota intorno ad essi completamente. Questa linea viene commutata solo se si ha all'ingresso un segnale monofonico.

Per la ricezione stereo gli impulsi a 38 kHz della portante ausiliaria rigenerata comandano il tubo di commutazione EC92, dopo che essi sono stati disaccoppiati e raddrizzati attraverso il condensatore da 18 pF del circuito anodico del triodo ECC81, in modo tale che il relè del circuito anodico si eccita e rende libera la via del segnale stereo attraverso il decodificatore.

Contemporaneamente alla commutazione di programma, si accende anche la lampada indicatrice del programma stereo attraverso i contatti 6-8 del commutatore.

Per il decoder VI 25 900 della Blaupunkt, che lavora secondo lo stesso principio, vengono dati i seguenti valori: *a*) attenuazione di diafonia da 20 Hz a 6300 Hz, 30 dB; da 6300 a 10.000 Hz, 20 dB; *b*) fattore di distorsione non lineare per 1000 Hz e 40 kHz di deviazione, 0,5%; *c*) rapporto segnale-disturbo per la frequenza pilota, 50 dB.

8. - DECODIFICATORE LOEWE-OPTA 52941

Secondo la fig. 7 questo decodificatore lavora con tre transistori. Esso è montato in tutte le apparecchiature della Loewe-Opta e la connessione avviene mediante spine. Come commutatore da trasmissione mono a stereo funziona un sistema automatico « a soglia » che riunisce entrambi i canali per segnali di ingresso limitati.

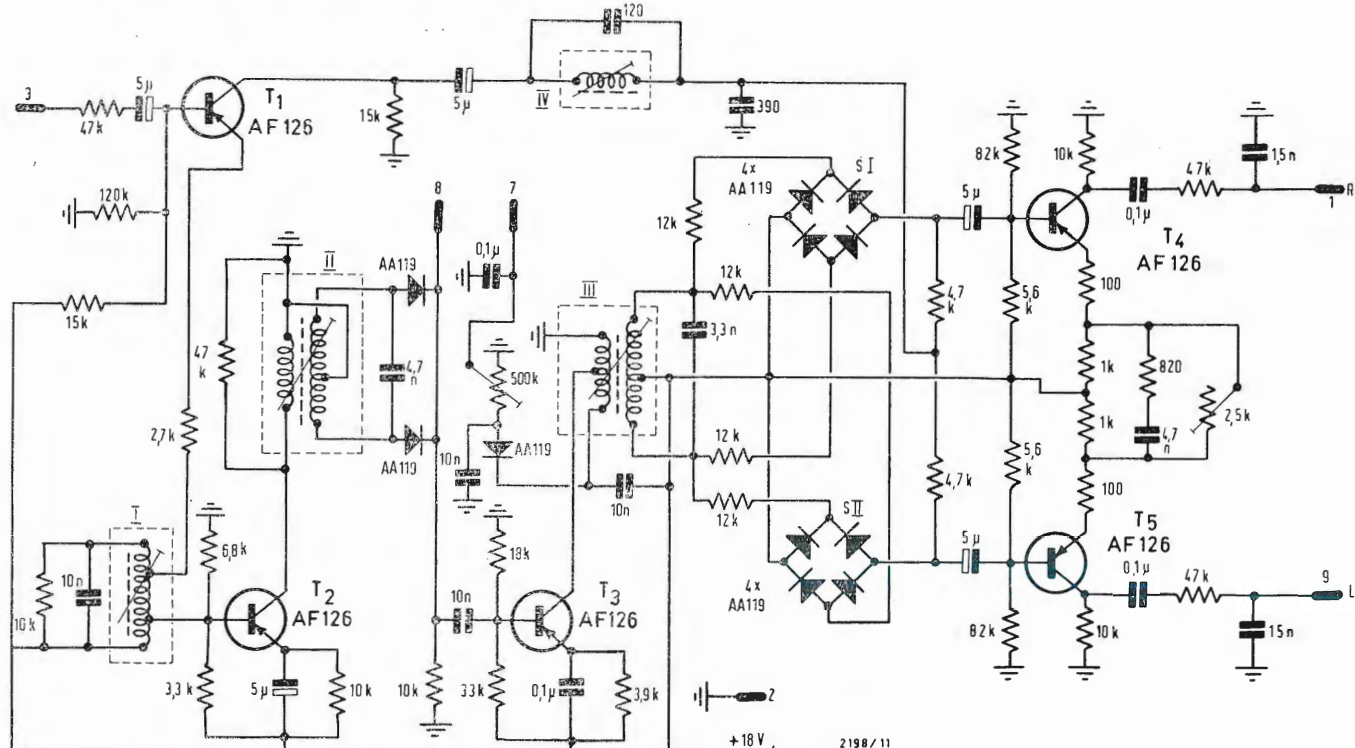



Fig. 9 - Il decodificatore Saba E1.

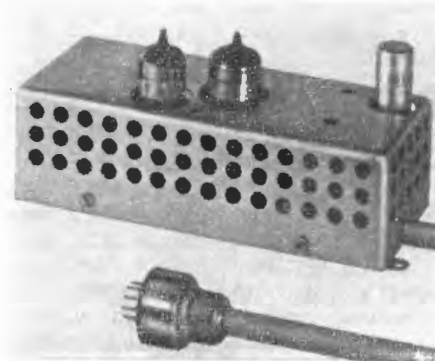



Fig. 10 - Vista del decodificatore 6 della Grundig.

Il segnale di ingresso proveniente dal discriminatore attraversa dapprima la bobina di sbarramento per i segnali *SCA* a 67 kHz $R_1/C_1/C_2/L_5$ e viene amplificato dal transistore T_1. Nel circuito di emitter avviene di nuovo la separazione della frequenza pilota per mezzo del circuito oscillante L_1/C_5. Dopo l'amplificazione mediante il transistore T_2, avviene la duplicazione di frequenza con la coppia di diodi D_1 e D_2. La portante 38 kHz così generata perviene alla base del transistore T_3 e di lì, tramite il collettore, al traslatore L_3/L_4. Al suo circuito secondario viene ora addotto anche il rimanente segnale (somma) che è stato disaccoppiato nel circuito di collettore del transistore T_1. Al ritmo della portante ausiliaria vengono ora collegati alternativamente i diodi D_5/D_6 oppure D_7/D_8. Si formano così, di nuovo, nel senso della scomposizione del multiplex a divisione di tempo, le informazioni dei canali sinistro-destro.

Le cellule RC, poste davanti ai morsetti di uscita, sono studiate per una migliore soppressione della portante.

Il sistema automatico « a soglia » per la commutazione da mono a stereo funziona secondo il seguente principio: se un segnale multiplex, e con esso anche la frequenza pilota, ha una incidenza così debole che non appare consigliabile una trasmissione stereo, gli impulsi 19 kHz non pervengono tramite lo stadio a transistore T_2. Quindi i diodi ricevono, tramite il partitore di tensione $R_{14}/R_{15}/R_{16}$, una tensione di blocco di 2 ÷ 4 V.

Solo quando questo valore di soglia è superato, il transistore T_2 viene pilotato.

Con ciò viene però generata contemporaneamente sui diodi del lato primario del traslatore L_3/L_4 una tensione negativa.

Questa ha due effetti: da un lato essa interrompe, attraverso le resistenze R_{14}/R_{15} la tensione di blocco dei diodi D_1/D_2 e contemporaneamente fa giungere ad essi una tensione positiva di polarizzazione tramite R_{14}. Fra l'altro la tensione pilota della valvola indicatrice stereo EMM803 può venire prelevata dalla resistenza di 22 kΩ.

All'emitter del transistore T_1 è possibile regolare un favorevole rapporto dei livelli somma-differenza. Il condensatore 1,5 μF serve ad elevare la banda laterale superiore; mediante il potenziometro è possibile regolare l'attenuazione di diafonia a circa 30 dB.

Per il campo 500...5000 Hz si può raggiungere anche il valore di 40 dB.

9. - DECODIFICATORE METZ 420

Il decodificatore Metz è dotato di un analogo sistema automatico di commutazione. Esso si inserisce per tensione d'ingresso di 20 μV. Questo decodificatore utilizza 4 transistori. In fig. 8 è riportato il suo circuito; nei primi stadi a transistori avvengono di nuovo l'am-

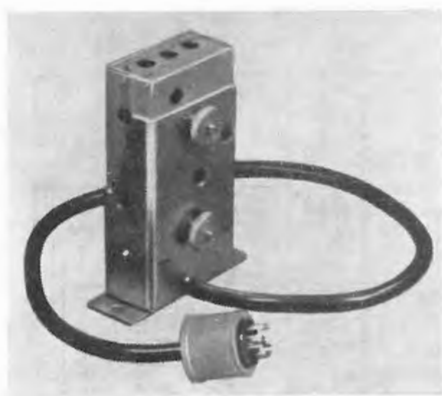



Fig. 11 - Il decodificatore transistorizzato 52941 della Loewe-Opta.

plificazione, il filtraggio e la duplicazione della frequenza pilota 19 kHz. Sul lato secondario del traslatore di risonanza L_4 si riuniscono di nuovo somma, differenza e portante ausiliaria.
I diodi D_1/D_2 effettuano la commutazione sui due canali di bassa frequenza. All'uscita sono situati dei passa-basso LC decisamente costosi. Essi devono impedire che, durante le registrazioni su nastro magnetico da programmi radiofonici, si abbiano interferenze disturbanti fra la frequenza pilota (e le sue armoniche) e la frequenza di cancellazione del registratore a nastro.
Le cellule LC servono anche alla deenfasi del segnale. Se non è disponibile nessun programma stereofonico, il segnale monofonico, tramite i diodi D_1/D_2, giunge contemporaneamente alle uscite. In questo caso a causa della mancanza della portante 38 kHz, non può aver luogo una trasposizione sui canali destro e sinistro. Se il ricevitore deve venire commutato normalmente mediante il tasto del mono, il transistor viene bloccato.
Una particolare apparecchiatura fa sì che, in casi di sintonizzazione mal definita venga diminuita la sensibilità del decodificatore. In tal modo si evita la accensione della lampadina di indicazione stereo. Il diodo D_3 in direzione del flusso, introduce attenuazione nel circuito L_2. Soltanto quando la sintonizzazione è esatta la tensione direzionale derivata dal discriminatore blocca il diodo ed il circuito riceve di nuovo la sua funzione.
L'attenuazione di diafonia raggiunge nel ricevitore, fra 100 Hz e 8 kHz, valori maggiori di 26 db.

10. - DECODIFICATORE STEREO SABA E1

Ancora poche parole relative al decodificatore stereo SABA il cui circuito è riportato in fig. 9. Anch'esso funziona secondo il sistema a commutazione, ma per la commutazione di canale utilizza due ponti a diodi separati *SI* e *SII*.
Esso è realizzato come circuito stampato, entro un contenitore chiuso ed è collegato mediante spine ad innesto. Il decodificatore SABA utilizza 5 transistori AF126, di cui uno (T_1) come amplificatore d'ingresso e del segnale totale, due come amplificatori della frequenza pilota e della portante ausiliaria (T_2 e T_3) e due come amplificatori di canale di bassa frequenza (T_4 per il destro e T_5 per il sinistro).
Filtraggio, amplificazione e duplicazione avvengono nel modo noto; il segnale della portante ausiliaria appare, dopo questo procedimento, sul traslatore *III*. Di lì esso si sposta sulla diagonale dei due ponti *SI* e *SII*. Uno dei ponti è alternativamente aperto mediante l'oscillazione della portante 38 kHz, mentre l'altro non può essere attraversato.
Il segnale composto, prelevato dal circuito collettore del transistore T_1 e liberato da eventuali parti *SCA* mediante il filtro *LCIV*, è inserito su due resistenze da 4,7 kΩ ciascuna, sulle altre diagonali dei ponti. I ponti si chiudono e si aprono al ritmo della portante e rappresentano rispettivamente, per un canale, un cortocircuito e per l'altro il collegamento con il segnale. Quindi il transistore T_4 ed il transistore T_5 vengono alternativamente inseriti con il programma. In tal modo ambedue le informazioni direzionali sono disponibili separatamente all'uscita. L'accoppiamento dei due canali tramite il quadripolo RC ed il potenziometro *P* serve a migliorare i rapporti di diafonia.
La commutazione del valore di soglia fra mono e stereo avviene secondo un procedimento analogo a quello del decodificatore precedentemente descritto.
Ancora alcuni dati: *a*) fattore di distorsione non lineare, 1 %; *b*) attenuazione di diafonia, maggiore-uguale di 35 dB a 1 kHz. Le figg. 10 e 11 riportano, quali esempi dei decodificatori descritti una esecuzione equipaggiata con valvole (fig. 10) ed un decodificatore transistorizzato (fig. 11). *A.*

Progetto e costruzione di contenitori bass-reflex

(*segue da pag 180*)

giata per la lunghezza del condotto di 0,75". In pratica, la foratura tranciata nel pannello frontale del mobile crea un condotto lungo 3/4". Allora si può praticare una finestra avente un'area di circa 70"² senza dover aggiungere un condotto all'interno della cassa. L'eliminazione del condotto semplifica assai la costruzione del mobile, mentre l'area della finestra rimane nel campo raccomandato per una buona radiazione acustica.

8. - CONSIDERAZIONI FINALI

Il vostro contenitore bass-reflex, se convenientemente progettato, costruito ed equipaggiato con altoparlanti di qualità ELECTRO-VOICE, sarà capace di un funzionamento molto soddisfacente. Come in tutti i progetti di questo genere, maggiore è la cura presa nella progettazione e nel montaggio, e tanto migliore sarà il risultato. Il vostro distributore locale di alta fedeltà può offrirvi istruzioni utili circa la scelta e l'installazione dei complessi di altoparlanti e il vostro fornitore di mobili può dare risposta alle domande che gli potete porre riguardo alle tecniche costruttive dei contenitori.
N.B. — L'abbaco presentato in questo articolo può essere usato anche per altoparlanti di altre marche, purchè di diametri uguali a quelli ELECTRO-VOICE, o WOLVERINE o MICHIGAN. *A.*

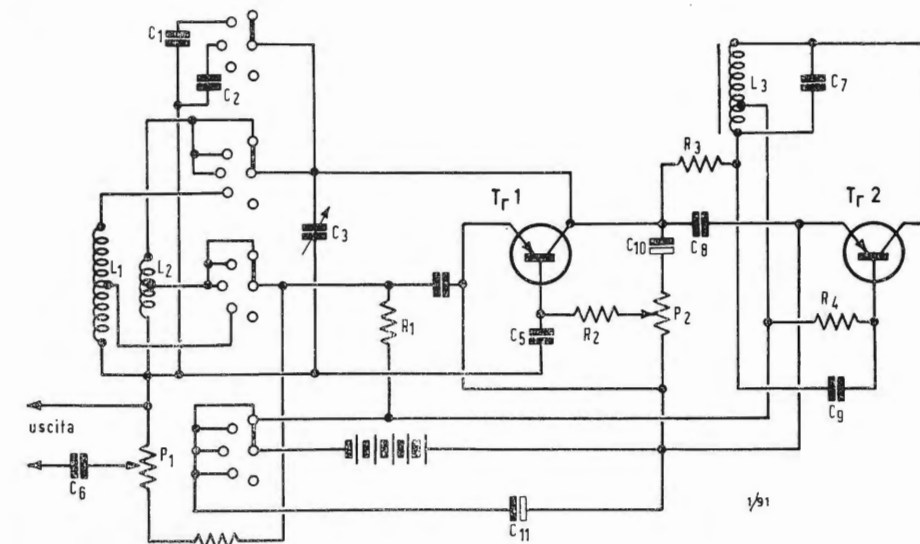



Fig. 1/0787

La Radio-TV nelle recenti esposizioni commerciali

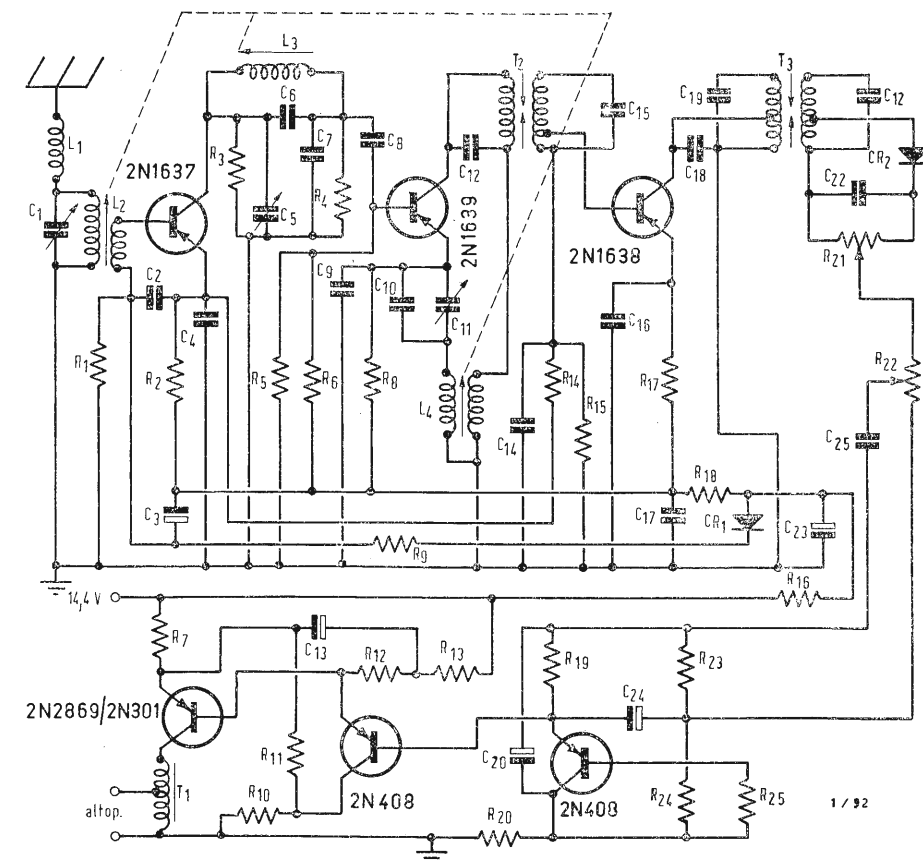
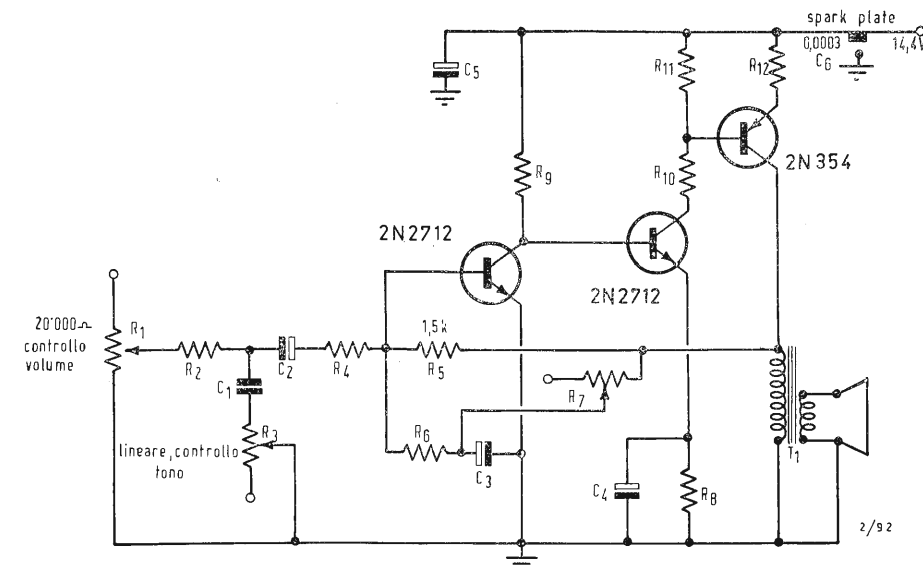
(segue da pag. 145)

Abbiamo comunque potuto constatare con piacere, visitando il settore Radio - TV alla Fiera di Milano, il dilagante interesse del pubblico e dei costruttori per il radioascolto di massa ad alta qualità.
L'alta fedeltà, riservata sino a qualche tempo fa a pochi abbienti amatori, sta ora popolarizzandosi con immenso beneficio sociale, culturale e spirituale delle giovani generazioni.
A.

0787 – *Sig. Longobardi G. – Caserta.*
D. Per ragioni di lavoro richiede lo schema di un semplice oscillatore modulato transistorizzato anche per sole onde medie.
Per il materiale la preferenza è per quello nazionale facilmente reperibile sul mercato. Non esiste problema di taratura disponendo il richiedente di buona attrezzatura.
R. In figura 1 è riportato lo schema di un oscillatore modulato per onde medie, lunghe per la gamma propria delle *Medie frequenze*.
Esso è di origine americana ma è stato modificato in Francia. I due transistori originali *TJN*2 e *TJN*1, sono stati sostituiti da due OC17, facilmente reperibili in Italia. La prima gamma copre le frequenze comprese fra 500 kHz e 1600 kHz, la seconda gamma, tramite l'inserzione di C_1 serve per la taratura delle medie frequenze aventi valori compresi fra 365 e 550 kHz, la terza gamma, con l'inserzione di C_2, copre la gamma delle medie frequenze da 280 a 390 kHz ed infine la quarta gamma abbraccia tutto il campo delle onde lunghe.
La bobina L_2, che serve tanto per le onde medie quanto per le medie frequenze, si costruisce avvolgendo su un supporto da 8 millimetri nel quale è contenuto un nucleo di Ferroxcube Philips avente una lunghezza di circa 25 mm e 4 mm di diametro, del filo avente il diametro di 12/100. La presa intermedia dovrà essere effettuata alla 32 spira a partire dal lato freddo.
Per la realizzazione della bobina destinata alle onde lunghe si usa un supporto identico tenendo presente che le spire dovranno essere 365 usando filo da 1/10 smalto-seta, con presa alla 100ª spira sempre dal lato freddo.
La bobina dell'oscillatore di bassa frequenza (L_3) può essere costruita con quattro nuclei Philips di Ferroxcube 3 B aventi le dimensioni indicate più sopra. Essi possono essere disposti a forma di quadrato incollandovi due rondelle isolanti del diametro di 20 mm e riempiendo lo spazio libero per circa 3/4 con spire di filo da 8/100. La presa sarà effettuata ad 1/6 dell'avvolgimento a partire dall'estremità che è connessa alla base dell'OC71.
Eventualmente detto avvolgimento può essere sostituito, con minore perdita di tempo, dal primario di un trasformatore accordato, tramite un condensatore, in modo da ottenere una frequenza modulante dell'ordine dei 400/600 Hz.
Nelle operazioni di messa a punto, che non sono difficoltose, può rendersi necessario un ritocco del valore di R_1 e C_4.
Valore dei componenti: C_1 = 450 pF; C_2 = 900 pF; C_3 = 490 pF; C_4 = 2 nF; C_5 = 100 pF; C_6 = 2 nF; C_7 = 20 nF; C_8 = 10 nF; C_9 10 nF; C_{10} = 50 μF elettrolitico; C_{11} = 50 μF elettrolitico.
P_1 = 50.000 Ω potenziometro; P_2 = 5.000 Ω potenzionetro, regola la modulazione; R_1 = 820 Ω; R_2 = 33.000 Ω; R_3 = 10.000 Ω; R_4 = 220.000 Ω. Pila da 9 volt.
(*P. Soati*)

0788 – *Sig. Cannao A. – Genova.*
D. Desidera costruire un buon ricevitore a transistori per auto, avente una potenza d'uscita dell'ordine dei 3 o 4 W.
In figura 1 riportiamo lo schema di un ricevitore autoradio a transistori alimentato a 12 volt (*ne esiste anche una versione a 6 volt*) proposto dalla *RCA* e il quale consente di ottenere risultati veramente ottimi, mentre la figura 2 si riferisce allo schema di un amplificatore audio per ricevitori autoradio il quale può essere usato per sostituire la sezione di Bassa Frequenza di un normale apparecchio a transistori allo scopo di aumentarne la potenza di uscita (compreso quello di cui allo schema di figura 1).
Per quanto concerne il primo circuito, essendo difficile procurarsi i componenti originali e data la difficoltà che presenta la loro costruzione si può procedere alla loro sostituzione con altri rintracciabili sul mercato nazionale (ad esempio la GBC).
Il valore dei componenti il circuito di figura 1 è il seguente:
C_1 = 5-80 pF trimmer; C_2 = 2,2 μF 3 volt; C_3 = 25 μF elettrolitico, 3 volt; C_4 = C_8 = C_{12} = C_{16} = C_{17} = C_{25} = 0,5 μF, disco ceramico, 25 volt; C_5 = C_{11} = 100-580 pF trimmer; C_6 = 270 pF mica, 100 Volt; C_7 = 0,005 μF disco ceramico, 25 volt; C_9 = 0,0075 μF disco ceramico, 25 volt; C_{10} = 180 μμF ceramico (N 750-coefficiente

di temperatura negativo); C_{12} = C_{15} (di capacità adatta al trasformatore T_2); C_{13} = = 500 μF elettrolitico, 3 volt; C_{18} = 120 pF mica, 100 volt; C_{19} = C_{21} (fanno parte del trasformatore T_3); C_{29} = 50 μF elettrolitico, 6 volt; C_{22} = 0,02 μF disco ceramico 25 Volt; C_{23} = 100 μF elettrolitico 15 volt; C_{24} = 100 μF elettrolitico, 3 volt; R_1 = 82. = 82.000 Ω ½W; R_2 = 560 Ω ½W; R_3 = = 15.000 Ω ½W; R_4 = 180 Ω ½W; R_5 = 56.00 Ω½W; R_6 = R_{20} = 4.700 Ω; R_7 = 3,3 Ω 1W; R_8 = 1.500 Ω ½W; R_9 = 9.200 Ω ½W; R_{10} = 220 Ω ½W; R_{11} = 81 Ω ½1; R_{12} = = 120 Ω ½W; R_{13} = 68 Ω ½W; R_{14} = 5.600 Ω ½W; R_{15} = 100.000 Ω ½W; R_{16} = 680 Ω ½W; R_{17} = 470 Ω ½W; R_{18} = 100 Ω ½W; R_{19} = 1.200 Ω ½W; R_{21} = 2.500 Ω potenziometro controllo di volume; R_{22} = 1.000 Ω potenziometro, controllo di tono; R_{23} = R_{25} = = 3.300 Ω ½W; R_{24} = 33.000 Ω ½W.

L = 5 μH impedenza RF; L_2, L_3 e L_4 (complesso originale F. W. Sickles Co o Radio Condenser Co) L_2 = trasformatore di antenna ad induttore variabile sintonizzato con 110 pF, 535-1610 kHz; Q = 65 a 1610 kHz. Secondario 10 spire; L_3 = Bobina RF induttore variabile sintonizzato con 600 pF (gamma 535-1610) Q = 65; L_4 = Oscillatore, primario induttore variabile sintonizzato con 470 pF, gamma 977-1872 kHz, Q = 65 a 1872 kHz.
secondario 30 spire.

T_1 = trasformatore d'uscita, impedenza del primario 20 ohm a 500 mA/cc. Impedenza del secondario 4 ohm (trasformatore originale della Columbus Process n. 5383); T_2 = trasformatore di media frequenza (originale Thomson E 014127) T_3 = Trasformatore di media frequenza (originale Thomson E 014128).

CR_1 = CR_2 = 1N295.

Se desidera avere i dati completi relativi alle bobine per autocostruirle le consigliamo di realizzare l'apparecchio descritto a *pagina* 570 *del n.* 12/1964 de *l'antenna*, del quale può utilizzare parte del circuito, fino allo stadio rivelatore, facendolo seguire dall'amplificatore di bassa frequenza a transistori di cui alla figura 2.

Tale amplificatore, realizzato con l'impiego dei transistori della THOMSON ITALIANA, 2N712 e 2N554 può erogare una potenza massima di 5 W e di 3 W con una distorsione dell'ordine del 10 %.

Un adatto circuito di controreazione consente che a livello normale di ricezione che si aggira sul W, la distorsione totale sia inferiore allo 0,3!

Il valore dei componenti è il seguente:

R_1 = 20.000 Ω potenziometro per il controllo di volume; R_2 = 1.000 Ω; R_3 = 20.000 Ω potenziometro lineare per il controllo di tono; R_4 = 1.000 Ω; R_5 = 1.500 Ω; R_6 = = 2.700 Ω; R_7 = 10.000 Ω (R_6 e R_7 fanno parte del circuito stabilizzatore) R_8 = 330 Ω; R_9 = 2.700 Ω; R_{10} = 75 Ω; R_{11} = 75 Ω; R_{12} = 1 Ω;

C_1 = 0,22 μF; C_2 = 5 μF elettrolitico, 6 volt; C_3 = 25 μF elettrolitico, 6 volt; C_4 = = 250 μF, elettrolitico, 15 volt; C_5 = 250 μF, elettrolitico, 15 volt; C_6 = 0,0003 μF.

T_1 = trasformatore d'uscita con impedenza del primario di 20 ohm. Impedenza del secondario adatta all'altoparlante usato.

(*P. Soati*)

Fig. 1/0788

Fig. 2/0788

0789 – *Sig. De Bernardinis P. – Teramo, ed altri richiedenti.*

D. Ci è richiesto l'elenco di una serie di libri particolarmente dedicati allo studio della radiotelegrafia e adatti a fornire una adatta preparazione tecnica nel campo delle radiocomunicazioni. Si richiede inoltre il titolo di qualche opera dedicata alla tecnica della trasmissione e della ricezione radio per servizi professionali.

R. Precisiamo quanto segue:

1°) La monografia del Soati - *Corso pratico di radiocomunicazioni*, L. 350 *edizioni il Rostro*, è particolarmente dedicata a coadiuvare lo studio dei segnali Morse e a servire da guida iniziale per l'applicazione pratica nel traffico radiantistico e professionale. Essa consente di apprendere senza sforzo i segnali Morse con l'esecuzione di una serie di esercizi particolarmente adatti allo scopo. Coloro che sono in possesso di tale monografia non corretta devono tenere che per un errore di stampa nella tavola relativa l'alfabeto Morse sono presenti i seguenti errori: *a*) alla seconda lettera « n » (— — . — —) deve essere sovrapposta la « *tilde* » (spagnolo). Al punto (.) corrisponde il segnale . . . . . . alla virgola (,) il segnale . — . — ed al punto esclamativo il segnale — — . . — —.

2°) La monografia del Soati *Meteorologia* serve a dare agli studiosi delle radiocomunicazioni quelle nozioni che è indispensabile conoscere in tale campo e che eventualmente possono essere successivamente aggiornate con lo studio di manuali più impegnativi (*ed. Il Rostro* L. 500).

3°) Il manuale del Soati *Le Radiocomunicazioni* (*ed. Il Rostro* L. 2.600) è indispensabile a coloro che si dedicano ai servizi radio, sia professionalmente che come radioamatori. In esso è trattata in modo piano la propagazione delle onde em, l'emissione dei segnali orari e standard, le radiocomunicazioni fra radioamatori, i moderni sistemi di comunicazioni usati a terra e bordo, il radar, il decca ecc, la radioastronomia, le ore legali, tabelle con nominativi, prefissi, codici professionali e radiantisti, abbreviazioni e fraseologia in due lingue, ripartizione delle bande Atlantic City.

4°) Un altro libro *edito dal Rostro* e che i tecnici delle radiocomunicazioni non possono ignorare data la sua completezza, è quello del Niutta, *Tecnica delle telecomunicazioni a grande distanza* (L. 4.800) nel quale sono trattate ampiamente le radiocomunicazioni ad alta frequenza fra punti fissi, con la descrizione dei vari sistemi di apparati usati attualmente. La seconda parte è dedicata ai moderni sviluppi della tecnica cablografica, mentre la terza parte sviluppa con ampiezza la tecnica delle telecomunicazioni tramite l'uso di satelliti artificiali.

5°) *Il regolamento internazionale delle Radiocomunicazioni*, completato dal regolamento, e dal protocollo addizionale, dalle risoluzioni e dalle raccomandazioni, è edito in lingua francese ed in lingua inglese dal Secrétariat général de L'Union Internationale des télécommunications (UIT) di Ginevra alla quale può essere richiesto. Presso la Libreria di Stato Italiana è possibile trovare la versione in lingua italiana.

6°) Circa il funzionamento degli apparati trasmittenti e riceventi la migliore soluzione è quella di procurarsi le monografie delle case costruttrici. Molto utile, sempre su tale argomento, è il volume del Montù: *Radiotecnica - volume III - Pratica di radiotrasmissione e ricezione*, edizioni Hoepli, L. 5.500.

(*P. Soati*)

0780 – *Sig. Scala G. – Genova.*

D. Essendo un nuovo tecnico della TV desidera sapere dove può rintracciare lo schema del televisore della PHONOLA 2307 ST completo dei valori dei vari componenti.

R. Lo schema del televisore *Phonola* 2307 *ST*, è stato pubblicato nel volume *XXIII dello Schemario TV* edito dalla *casa Editrice Il Rostro* il cui prezzo, come per gli altri volumi è di lire 3.500.

In tale schema sono riportati i valori in ohm delle resistenze, quello dei condensatori e di altri componenti. Naturalmente ci siamo limitati alla pubblicazione di tutti quei dati che sono stati forniti dalla casa costruttrice.

Rispondiamo al quesito di un altro lettore precisando che la prima serie dello *Schemario TV* è uscita nel 1954 e di conseguenza si può ritenere che la serie completa dei volumi usciti fino ad oggi comprenda gli schemi della maggior parte dei televisori costruiti dal 1950 al 1965, serie che sarà regolarmente aggiornata.

Come abbiamo precisato nel volume *Servizio-Tecnico TV*, nel qualesono riportate le note di servizio relative a un certo numero di televisori, qualora si sia in possesso di un apparecchio televisivo del quale non sia stato pubblicato il relativo schema è sempre facile rintracciarne, nei suddetti volumi, uno che abbia caratteristiche del tutto simili e quindi sia valido anche per esso.

Dovendo effettuare la sostituzione di resistenze delle quali non si conosca il relativo assorbimento è sufficiente limitarsi a sostituirle con altre di tipo simile aventi lo stesso valore e le stesse dimensioni. La tensione di lavoro o di punta dei condensatori in genere è indicata nell'involucro di carta o metallico. Se essa non è indicata si agirà, come nel caso delle resistenze, tenendo conto delle tensioni di lavoro che normalmente risiedono nel circuito dove dovrà essere inserito il condensatore stesso.

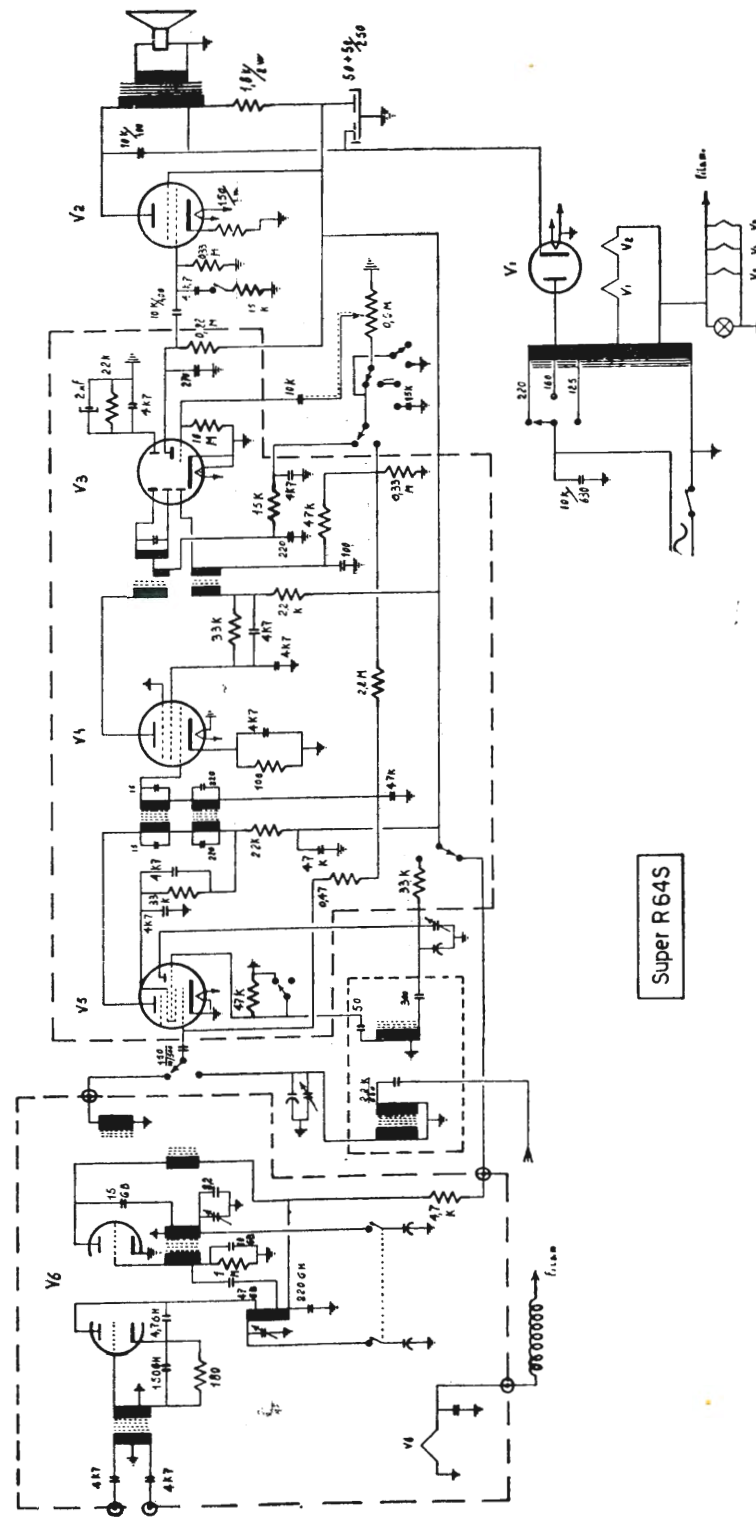
(*P. Soati*)

Centro Commerciale Americano

Una serie di cinque mostre altamente specializzate avrà luogo al Centro Commerciale Americano di Milano da maggio a novembre corr. anno. Gli Stati Uniti presenteranno le attrezzature, i macchinari, gli strumenti più avanzati nel campo della finitura dei metalli, dell'industria elettronica e chimica e della strumentazione scientifica per laboratorio.

La serie di tale « rendez-vous » a Milano avrà inizio il prossimo maggio con la « Mostra delle Attrezzature per il Trattamento e la Finitura dei Metalli — Metal Surfacing and Finishing Equipment Show », che sarà allestita nel Quartiere Fiera in via Gattamelata 5, sede permanente del Centro Commerciale.

A questa mostra di maggio seguirà: in giugno una esposizione di « Macchinari ed Attrezzature per l'Industria Elettronica », in settembre « Strumenti Scientifici ed Attrezzature per Laboratorio », in ottobre « Attrezzature per l'Industria Chimica ».

La mostra di novembre sui « Componenti Elettronici » completerà quindi il ciclo dei « rendez-vous » a Milano con la più avanzata tecnologia U.S.A.

Schema elettrico del radioricevitore TRANS CONTINENTS Mod. PD 213 - PD 226 - NRC 319 - NRC 326

archivio schemi

TELEVISORE
TELEFUNKEN

Mod. TTV 26 L/19" - 26 L/23"

Schema elettrico del ricevitore di TV TELEFUNKEN mod. TTV 26 L/19" - 26 L/23"